

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA INDUSTRIAL

**DISEÑO Y DESARROLLO EXPERIMENTAL DEL CONTROL EN
TIEMPO REAL EN MÁQUINAS ASÍNCRONAS**

AUTOR: Bárbara Ramírez González

TUTOR: Joaquín Eloy-García Carrasco

Viernes, 16 de mayo de 2014

AGRADECIMIENTOS

Quisiera dedicar este trabajo a mi tutor, por su ayuda, por todo lo que he aprendido gracias a él, por su confianza y ánimo, muchas gracias.

A mis compañeros de laboratorio, Koku y Luis, por la compañía tan buena en todas las horas que hemos pasado juntos, por todas esas risas y los buenos ratos.

A Jose Antonio, por creer en mí, por su paciencia y amor.

Y por supuesto, a toda mi familia tanto la que tengo cerca como lejos y en especial a mi padre, madre y hermana que sin ellos mi carrera no hubiera sido posible, muchas gracias por vuestro apoyo incondicional, os quiero.

ÍNDICE

ÍNDICE.....	3
ÍNDICE DE FIGURAS	4
ÍNDICE DE TABLAS.....	6
1. OBJETIVOS.....	7
2. RESUMEN.....	7
2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	10
2.1. EL MOTOR.....	10
2.1.1. MEDIDA DE LA RESISTENCIA DE ESTÁTOR.....	10
2.1.2. ENSAYO DE VACÍO O DE ROTOR LIBRE.....	11
2.1.3. ENSAYO DE CORTOCIRCUITO O ROTOR BLOQUEADO	13
2.1.4. ENSAYO DE CARGA.....	14
2.2. TARJETA DE CONTROL.....	15
2.3. ARMARIO ELÉCTRICO	18
2.3.1. INVERSORES TRIFÁSICOS.....	18
2.3.2. AUTOTRANSFORMADORES.....	19
2.3.3. INTERRUPTORES DIFERENCIALES Y DISYUNTORES	19
MAGNETOTÉRMICOS	19
2.3.4. SONDAS DE Tensión Y SONDAS DE CORRIENTE	20
2.3.5. RELÉS	20
2.3.6. SERVICIOS AUXILIARES.....	20
2.3.7. TARJETA ACONDICIONADORA DE SEÑAL	20
2.3.8. TARJETA DE DISPARO DE MANIOBRA	21
3. TRABAJOS DE ADECUACIÓN DE HARDWARE.....	22
3.1. SEÑALES DIGITALES PARA LA MANIOBRA	22
3.2. SEÑALES DE LA TARJETA ACONDICIONADORA	23
3.3. SONDAS DE MEDIDA	25
4. ENSAYOS.....	28
4.1. CONTROL DE CORRIENTE POR BANDA DE HISTÉRESIS	30
4.1.1. INTRODUCCIÓN.....	30
4.1.2. SIMULACIÓN	31
4.1.3. ENSAYO.....	34
4.2. CONTROL DE CORRIENTE A TRAVÉS DE REGULADOR PI	36
4.2.1. INTRODUCCIÓN.....	36
4.2.2. SIMULACIÓN	37
4.2.3. ENSAYO.....	41
4.3. CONTROL ESCALAR DEL MOTOR ASÍNCRONO	43
4.3.1. INTRODUCCIÓN.....	43
4.3.2. SIMULACIÓN	44
4.3.3. ENSAYO.....	46
4.4. CONTROL DE VELOCIDAD.....	50
4.4.1. INTRODUCCIÓN.....	50
4.4.2. SIMULACIÓN	51
4.4.3. ENSAYO	54
5. CONCLUSIONES.....	63
6. TRABAJOS FUTUROS.....	64
BIBLIOGRAFÍA	65
ANEXO 1, TABLAS.....	66
ANEXO 2, ESQUEMAS ARMARIO.....	71

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1. Circuito equivalente por fase del motor asíncrono.
- Figura 2. Características de vacío.
- Figura 3. Curva par-velocidad teórico y ensayado.
- Figura 4. Tarjeta de procesamiento de datos modular dsPACE1006.
- Figura 5. Bloques de Simulink de DS5101.
- Figura 6. Bloques de Simulink de DS2004.
- Figura 7. Bloque de Simulink de DS3001.
- Figura 8. Encoder incremental IEH58.
- Figura 9. Diagrama de bloques para la medida de velocidad.
- Figura 10. Inversores trifásicos Semikube.
- Figura 11. Disposición de los condensadores en el inversor.
- Figura 12. Tarjeta acondicionadora de señal.
- Figura 13. Tarjeta de disparo de maniobra.
- Figura 14. Distribución de pines de DS5101 para los bloques PWM6.
- Figura 15. Señal PWM a la salida de la DS5101.
- Figura 16. Distribución de los pines de DS2004.
- Figura 17. Una fase del control por corriente en banda de histéresis.
- Figura 18. Interfaz Control-desk.
- Figura 19. Principio de funcionamiento del control por banda de histéresis.
- Figura 20. Esquema de control por banda de histéresis.
- Figura 21. Control por banda de histéresis en Simulink.
- Figura 22. Planta con carga RL en PSIM.
- Figura 23. Corrientes de referencia y de salida simuladas por control en banda de histéresis en simulación.
- Figura 24. Diagrama de bloques del control por banda de histéresis en Simulink/dSPACE en tiempo real.
- Figura 25. Corrientes de referencia y de salida reales por control en banda de histéresis en tiempo real.
- Figura 26. Estructura del regulador PI.
- Figura 27. Esquema de control por reguladores PI.

Figura 28. Control por regulador PI en Simulink.

Figura 29. Diagrama de bloques para el cálculo de las potencias en Simulink.

Figura 30. Planta para el control en PI con carga RL en PSIM.

Figura 31. Resultados del control por reguladores PI en simulación.

Figura 32. Diagrama de bloques del control por reguladores PI en Simulink/dsPACE en tiempo real.

Figura 33. Resultados del control por reguladores PI en tiempo real.

Figura 34. Ley Tensión-frecuencia del control escalar.

Figura 35. Esquema del control escalar.

Figura 36. Diagrama del bloques del control escalar en Simulación.

Figura 37. Planta en PSIM para el control del motor.

Figura 38. Resultados del control escalar en la Simulación.

Figura 39. Diagrama de bloques del control escalar en Simulink/dsPACE en tiempo real.

Figura 40. Resultados del control escalar en tiempo real en el arranque.

Figura 41. Resultados del control escalar en tiempo real en la frenada.

Figura 42. Esquema del control de velocidad con realimentación.

Figura 43. Diagrama de bloques del control de velocidad en Simulación.

Figura 44. Resultados del control de velocidad con regulador P en el arranque en Simulación.

Figura 45. Resultados del control de velocidad con regulador PI en arranque y frenada en Simulación.

Figura 46. Diagrama de bloques del control de velocidad en Simulink/dsPACE en tiempo real.

Figura 47. Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador P.

Figura 48. Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador P.

Figura 49. Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI.

Figura 50. Frenada del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI.

Figura 51. Arranque del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI.

Figura 52. Frenada del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI.

Figura 53. Cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI.

Figura 54. Fase R de las corrientes de salida en el cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI.

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Medida de la Resistencia estatórica.

Tabla 2. Ensayo de vacío. Valores medidos.

Tabla 3. Ensayo de vacío. Cálculo de las pérdidas.

Tabla 4. Ensayo de vacío. Cálculo de los parámetros de vacío.

Tabla 5. Ensayo de cortocircuito. Valores medidos.

Tabla 6. Ensayo de cortocircuito. Cálculo de los parámetros de cortocircuito.

Tabla 7. Ensayo en carga.

Tabla 8. Consignas de referencias en el control por reguladores PI.

1. OBJETIVOS

El objetivo de este proyecto es diseñar e implementar el control escalar en lazo cerrado en tiempo real de una máquina de inducción. Para ello, se parte de un armario de control existente en el laboratorio, que habrá que adecuar para la nueva aplicación. Los objetivos intermedios para la consecución del proyecto son, por tanto:

1. Estudio del armario de control y hardware existente.
2. Adecuación y rediseño de las modificaciones necesarias.
3. Modelado y simulación dinámica del comportamiento del sistema.
4. Comprobación experimental del funcionamiento.

2. RESUMEN

Los motores asíncronos o de inducción, en particular los de rotor en jaula de ardilla, tienen grandes ventajas frente a los motores de c.c., como son la robustez, mantenimiento reducido, mayor fiabilidad, menor coste y peso por unidad de potencia. El motor asíncrono se utilizaba como máquina eléctrica robusta para transformar la energía eléctrica en mecánica con un gran rendimiento y poco mantenimiento pero siempre que el proceso productivo no necesitara regulación de velocidad. Con la llegada del tiristor al mercado en el año 1957, el aumento posterior de sus capacidades de tensión y corriente, el descubrimiento sucesivo de otros transistores como el GTO, los IGBT's, los transistores de potencia MOSFET e incluso el microprocesador (1971) se hizo posible el desarrollo de convertidores electrónicos para la regulación de velocidad de los motores de inducción, que se incorporan cada vez con más frecuencia en los sistemas que eran desde antaño un campo exclusivo de los motores de c.c.

Para comprender los principios básicos de la regulación de velocidad de los motores asíncronos, se debe recordar que la velocidad mecánica de giro en estas máquinas viene expresada por:

$$n = n_1 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (2.1)$$

Donde n es la velocidad de giro del motor, n_1 es la velocidad del sincronismo, s es el deslizamiento, f_1 es la frecuencia de la red trifásica de alimentación y p el número de pares de polos de la máquina. De acuerdo con esta expresión, existen tres procedimientos para cambiar la velocidad n :

- a. Variar el número de polos de la máquina
- b. Cambiar la frecuencia de alimentación f_1
- c. Modificar el deslizamiento

El primer método no es una regulación de velocidad sino una modificación mecánica de la máquina. Los procedimientos prácticos para regular la velocidad se basan

fundamentalmente en el control de la frecuencia y del deslizamiento, y éste a su vez se puede controlar indirectamente ajustando la tensión de alimentación V_1 aplicada a la máquina [1].

El objetivo de este proyecto es variar la velocidad del motor mediante la alimentación con tensión y frecuencia variable. Esto consiste en variar la tensión de alimentación proporcionalmente a la frecuencia para conseguir mantener el flujo del entrehierro aproximadamente constante y evitar saturaciones.

Para llevar a cabo este método en la práctica, se tomará la tensión trifásica alterna de la red que se rectificará a tensión continua por medio de un inversor trifásico que se utilizará como rectificador no controlado. A partir de la tensión de continua y por medio de otro inversor se generará una tensión trifásica alterna mediante la variación del cociente V_1/f_1 .

Para el diseño de este método de control se ha utilizado la herramienta Simulink de Matlab para el desarrollo de las simulaciones dinámicas, el software para la simulación de circuitos eléctricos PSIM, la tarjeta de control modular dSPACE y la interfaz ControlDesk. Para la implementación se ha utilizado un armario compuesto fundamentalmente por dos inversores trifásicos y una bancada compuesta por dos máquinas de inducción.

En primer lugar se ha realizado una readecuación del hardware, ya que los componentes del armario eléctrico estaban seleccionados y cableados para el control de una máquina doblemente alimentada de tensión y potencia diferente a la utilizada en este proyecto. Se han modificado las conexiones de la maniobra, realizado un conector adaptador para la tarjeta de los pulsos de disparos para la nueva aplicación, recableado las medidas de las sondas de tensión y corriente y eliminación de cableado inútil.

En segundo lugar y como consecuencia de la readecuación del hardware se han rediseñado y realizado todos los esquemas y planos del armario en Autocad.

A continuación se ha diseñado un control de corriente por banda de histéresis en una carga pasiva RL. El rectificador, bus de continua, inversor y carga, a lo que llamamos planta, se simula en PSIM mientras que el control se crea en Simulink. Una vez diseñada y calculada la simulación, se implementa en tiempo real y se comprueba que efectivamente se controla la corriente en la carga.

La siguiente simulación que se ha realizado ha sido un control PI de corriente en ejes dq para obtener una señal de salida con menor rizado que la que se obtiene en el control por banda de histéresis. Para el cálculo del regulador PI se ha utilizado el método de cancelación de la mayor constante de tiempo y para el paso de la señal trifásica a ejes dq la transformada de Park. En la realización de éste ensayo se ha desarrollado un ejercicio para comprobar que con la misma carga y manteniendo el módulo de la corriente constante en cambios en las referencias de corriente, la potencia en la carga se mantiene constante.

Antes de pasar a las simulaciones y ensayos con el motor, se han realizado los ensayos de vacío y carga para calcular los parámetros equivalentes del motor según la Norma UNE-EN 60034-28[2]

Posteriormente se ha diseñado el control escalar, calculándose la ley tensión-frecuencia para la máquina en estudio y una rampa para un arranque y frenada suave para limitar los picos de corriente. Una vez realizada la simulación se procede al ensayo y la toma de resultados.

Para hacer un control en velocidad se dispone de un encoder para medir la velocidad en el eje del motor y de la tarjeta DS3001 de dSPACE para el muestreo de medidas. Se cierra el lazo de velocidad mediante un regulador PI calculado según el método del óptimo simétrico. Se realizarán varios ensayos con regulador P y regulador PI para arranques y frenadas y para cambios en la velocidad de referencia.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

2.1. EL MOTOR

Se dispone de una bancada compuesta por dos máquinas asíncronas de jaula de ardilla. Dichas máquinas están unidas mediante un acoplamiento elástico en su eje. Una de ellas funcionará a lo largo del todo el proyecto como motor y la otra actuará de carga.

Las máquinas son Siemens y el modelo es 1LA7166-4AA10[3]

Los siguientes datos están tomados de la placa de características del motor:

Características	Triángulo	Estrella
Tensión nominal, U_N	230V	400V
Frecuencia, f	50Hz	50Hz
Intensidad nominal, I_N	51A	29,5A
Potencia, P	15kW	15kW
Factor de potencia, $\cos\phi$	0,82	0,82

La inercia de los motores se ha tomado de la hoja de datos del fabricante[3]. El valor de la inercia por cada motor es de $J = 0.055\text{kg.m}^2$

Se va a utilizar el modelo del circuito equivalente por fase del motor asíncrono para la medida y cálculo de los parámetros del motor.

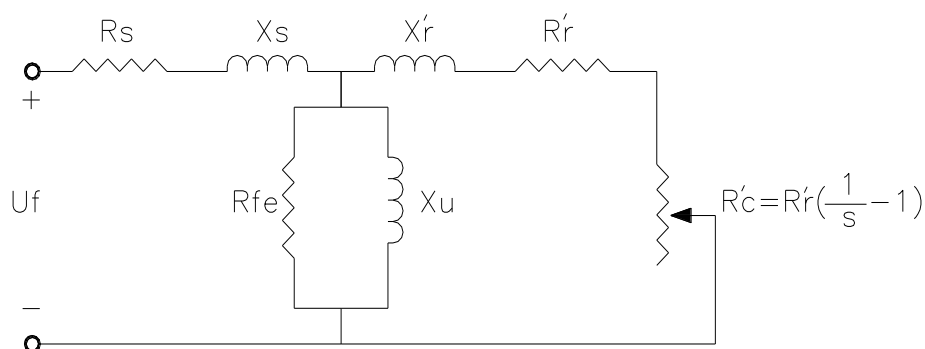


Figura 1. Circuito equivalente por fase del motor asíncrono.

Se van a realizar los ensayos y cálculos según la Norma UNE-EN 60034-28 [2]

2.1.1. MEDIDA DE LA RESISTENCIA DE ESTÁTOR

Se aplica una tensión continua entre dos fases cualesquiera del estátor del motor en estudio. Se va incrementando la tensión hasta llegar aproximadamente a la intensidad nominal. Se miden y se registran estos valores. Mediante la ley de ohm se obtiene la resistencia del estator:

$$R_s = \frac{U_{dc}}{2 \cdot I} \quad (2.2)$$

El valor medio de todas las medidas de la resistencia del estator es $R_s=0,267\Omega$.

Los valores obtenidos en este ensayo se pueden ver en el Anexo 1, Tabla 1.

2.1.2. ENSAYO DE VACÍO O DE ROTOR LIBRE

Consiste en hacer funcionar el motor sin ninguna carga mecánica en el eje, es decir, la máquina trabaja a rotor libre. Se aplica una tensión variable de frecuencia nominal 50Hz al motor en estudio.

Mediante un autotransformador aplicamos tensión a diferentes voltajes hasta llegar a la tensión nominal. Se miden y se registran la corriente de vacío I_0 , la potencia absorbida P_0 , la tensión aplicada U_L y el factor de potencia $\cos\varphi$. Estos valores se pueden ver en el Anexo 1, Tabla 2.

En este ensayo se pueden despreciar las pérdidas en el cobre del devanado del rotor, por tanto la potencia absorbida P_0 será la suma de las pérdidas en el cobre del estator P_{cu1} , las pérdidas en el hierro P_{Fe} y las pérdidas mecánicas P_m . Estas pérdidas mecánicas son debidas al rozamiento y a la ventilación del motor.

$$P_0 = P_{cu1} + P_{Fe} + P_m \quad (2.3)$$

Las pérdidas en el cobre se calculan a partir de la resistencia de estator R_s , previamente calculada en el primer ensayo.

$$P_{cu1} = 3 \cdot R_s \cdot I_0^2 \quad (2.4)$$

De acuerdo con la siguiente ecuación se calculan las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el hierro:

Estos valores se muestran en el Anexo 1, Tabla 3.

$$P_{Fe} + P_m = P_0 - P_{cu1} \quad (2.5)$$

Al representar $P_m + P_{Fe}$ en función de U_f se obtiene una curva de tipo parabólico. Extrapolando esta curva, hasta que corte con el eje de ordenadas, se obtiene para $U_f = 0$, el valor de las pérdidas mecánicas P_m , ya que entonces las pérdidas en el hierro son nulas al no existir flujo magnético. El valor de las pérdidas en el hierro vendrá dado por la ordenada existente entre la curva $P_m + P_{Fe}$ y la horizontal P_m a esa tensión. Para reducir errores en la extrapolación de la curva parabólica es más práctico representar $P_m + P_{Fe}$ en función del cuadrado de la tensión. En este caso la curva se transforma en una línea recta, cuya ordenada en el origen representa la pérdida mecánica del motor P_m .

A continuación se pueden ver estas curvas:

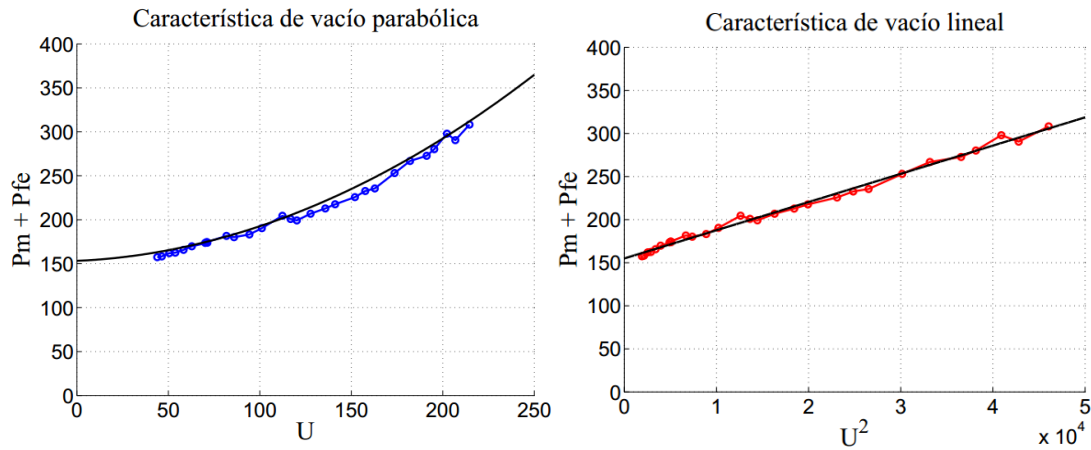


Figura 2. Características de vacío.

Conocidas las pérdidas P_{Fe} (separada de P_m) se calcula la rama paralela del circuito equivalente, de acuerdo con las siguientes expresiones:

Los valores numéricos se pueden ver en el Anexo 1, Tabla 4.

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{Fe}}{3 \cdot U_f \cdot I_0} \quad (2.6)$$

$$I_{Fe} = I_0 \cdot \cos \varphi_0 \quad (2.7)$$

$$I_{\mu} = I_0 \cdot \sin \varphi_0 \quad (2.8)$$

$$R_{Fe} = \frac{U_f}{I_{Fe}} \quad (2.9)$$

$$X_{\mu} = \frac{U_f}{I_{\mu}} \quad (2.10)$$

Se tomará como valor de la impedancia del hierro R_{Fe} y de la reactancia de magnetizante X_{μ} los valores correspondientes al valor de tensión nominal: $R_{Fe}=847,68\Omega$ y $X_{\mu}=21,65\Omega$

Por tanto el valor de la inductancia de magnetizante es: $L_{\mu} = 68,9\text{mH}$

2.1.3. ENSAYO DE CORTOCIRCUITO O ROTOR BLOQUEADO

Se va a realizar este ensayo con la ayuda de un variador de velocidad Siemens, Micro-Master.

El ensayo se realiza bloqueando el rotor impidiéndole que gire, es decir, se ajusta el variador de velocidad a $n = 0$ r.p.m., por lo que se tendrá $s = 1$, $R'_c = 0$, lo que indica que el motor se comporta como un transformador con el secundario en cortocircuito. Al estátor se le aplica una tensión creciente, partiendo de cero, hasta que la intensidad I sea 1,5 veces la intensidad asignada $I_{cc}=I_N$ (por fase), midiendo a la vez la tensión aplicada V_{cc} (por fase) y la potencia absorbida P_{cc} (total). Los resultados se pueden ver en el Anexo1, Tabla 5.

De las medidas efectuadas se puede obtener el f.d.p en cortocircuito:

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{3 \cdot V_{cc} \cdot I_{cc}} \quad (2.11)$$

Y de aquí resultan los valores:

$$Z_{cc} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \quad (2.12)$$

$$R_{cc} = Z_{cc} \cdot \cos \varphi_{cc} \quad (2.13)$$

$$X_{cc} = Z_{cc} \cdot \sin \varphi_{cc} \quad (2.14)$$

Para ver esta colección de datos calculados a partir de las medidas realizadas dirigirse al Anexo 1, Tabla 6.

El valor de la impedancia y reactancia de cortocircuito será el promedio de todos los valores medidos: $R_{cc}=330m\Omega$ y $X_{cc}=1,34\Omega$

A partir del resultado obtenido en el ensayo de resistencia de estator se puede obtener la impedancia del rotor referida al estator R'_r mediante la siguiente ecuación:

$$R_{cc} = R_s + R'_r \quad (2.15)$$

Cuyo valor numérico es: $R'_r = 63m\Omega$

Para obtener los valores del circuito equivalente exacto habrá que repartir la cantidad X_{cc} entre X_s y X'_r , a falta de información se tomará $X_s = X'_r$

$$X_{cc} = X_s + X'_r \quad (2.16)$$

Entonces: $X_s = X'_r = 670m\Omega$

Por tanto, los valores de las inductancias de dispersión serán: $L_s = L'_r = 2,13mH$

2.1.4. ENSAYO DE CARGA

Con este ensayo se obtiene la curva par-velocidad del motor. Mediante el autotransformador se aplica tensión nominal y frecuencia nominal en los bornes del motor en estudio.

En el laboratorio se ha realizado este ensayo a una tensión inferior a la nominal, 100V, para limitar la corriente de entrada del autotransformador.

A través del variador de velocidad conectado al motor de arrastre, se hacen girar los motores a la velocidad nominal 1460 r.p.m. Se va disminuyendo la velocidad para ir recorriendo la curva par-velocidad. Se miden y se registran U, I, n, f, P y cosφ. Para ver estos valores acudir al Anexo1, Tabla 7.

Mediante la expresión del par motor en función de los parámetros de la máquina se grafica la curva par-velocidad

$$T = \frac{3 \cdot R_r \cdot V_1^2}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_1}{60} \cdot s \cdot \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + X_{cc}^2 \right]} \quad (2.17)$$

En la Fig. 3 se puede observar la característica par-velocidad teórica con los parámetros calculados en los ensayos y los valores obtenidos en este ensayo.

El ensayo no se ha podido realizar al completo por limitaciones en el laboratorio. En el caso de funcionamiento como motor por llegar a corrientes elevadas y en funcionamiento como generador por problemas con el variador de velocidad, pues éste no es capaz de absorber la corriente generada.

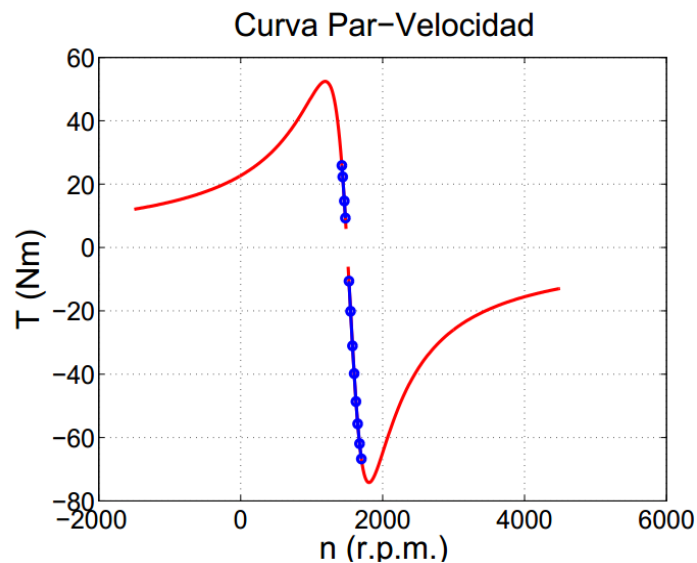


Figura 3. Curva par-velocidad teórico y ensayado.

2.2. TARJETA DE CONTROL

Se dispone de una tarjeta de procesamiento de datos modular para el control en tiempo real. La tarjeta DS1006 es un sistema multiprocesador basado en una tarjeta principal ds1006 que contiene unas tarjetas específicas de entradas/salidas (I/O) que se encargan de tareas concretas, ésta tarjeta se muestra en la Fig. 4.

El procesador es Quad-Core AMD Opteron y es completamente programable desde Simulink. Tiene una alta velocidad de conexión con las tarjetas de I/O vía bus PHS.



Figura 4. Tarjeta de procesamiento de datos modular dSPACE1006.

En este proyecto se van a utilizar las siguientes tarjetas I/O de la dSPACE1006:

DS5101: Tarjeta de salida de forma de onda digital.

Esta tarjeta genera señales digitales complejas a alta velocidad y a gran resolución. Es capaz de generar patrones de impulsos hasta en 16 canales e incluye la generación de señales PWM.

A continuación se muestran los bloques de Simulink utilizados en nuestro modelo.

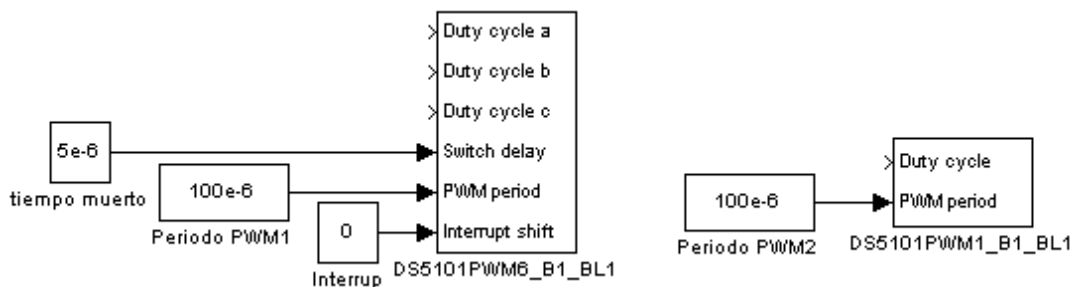


Figura 5. Bloques de Simulink de DS5101.

El primer bloque genera una señal PWM de 6 pulsos que serán las entradas al inversor. Requiere de un tiempo muerto entre el flanco de bajada de un pulso y el de subida del siguiente pulso para que no haya IGBT's en conducción al mismo tiempo. Éste valor se ha obtenido experimentalmente observando en el osciloscopio el tiempo de retardo de la señal. El periodo es la inversa de la frecuencia de conmutación. El “interrupt shift” se fija a su valor por defecto, es decir, 0.

El segundo bloque genera una sola señal PWM. Se utilizarán dos bloques como estos para la dar la orden marcha y paro (apertura y cierre de la maniobra), estos bloques se utilizarán como salidas para las señales digitales, es decir, su salida será 0 ó 1. Dichas señales se corresponden con los botones ON y OFF del lay-out de Control-desk. (Capítulo 4).

DS2004: Tarjeta de alta velocidad A/D

Esta tarjeta digitaliza señales analógicas de entrada a alta velocidad, 800ns. Incluye hasta 16 convertidores A/D independientes entre otras características [4].

Los bloques de Simulink correspondientes a esta tarjeta son los que se muestran en la Fig.6. El primer bloque corresponde con la medida de la tensión de línea RS y el segundo con la corriente de fase de salida. Las ganancias se explican en el apartado de adecuación del hardware. (Capítulo 3.3).

En algunas de estas medidas aparece un off-set que es necesario corregir.

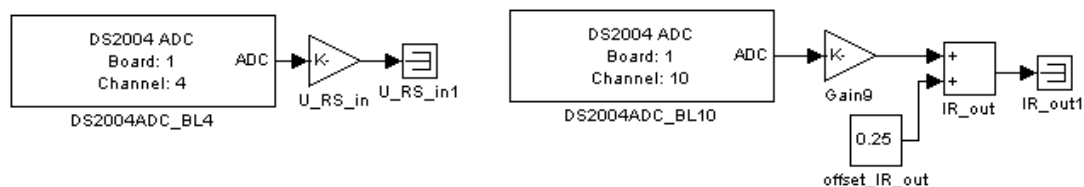


Figura 6. Bloques de Simulink de DS2004.

DS3001: Tarjeta interfaz de encoder incremental

Esta tarjeta proporciona la medición de la posición. Tiene 5 canales independientes y es capaz de procesar señales de fase de encoders incrementales digitales [4].

En la siguiente figura se puede ver el bloque de DS3001 de Simulink para su implementación.

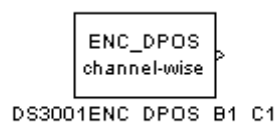


Figura 7. Bloque de Simulink de DS3001.

El encoder TR Electronic IEH58-00036 [5] que se ha instalado en el eje del motor para poder medir la velocidad en cada instante es como el de la Fig. 8.

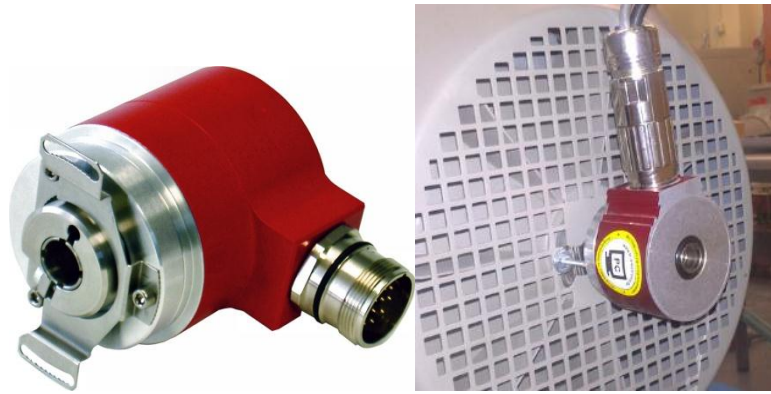


Figura 8. Encoder incremental IEH58

Dicho encoder tiene una resolución de 1024 a 4096 en cuatro saltos, está programado a la mayor precisión, es decir, 4096 pulsos por revolución.

El modelo utilizado en Simulink para su implementación ha sido el siguiente:

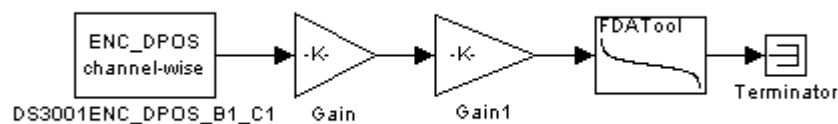


Figura 9. Diagrama de bloques para la medida de velocidad.

Donde el primer bloque es de dSPACE de la tarjeta DS3001 antes mencionado. La primera ganancia es un ajuste según la programación de los pulsos del encoder, en este caso:

$$2^{21} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{4 \cdot 1024}$$

La segunda ganancia es para pasar de rad/s a r.p.m.: $\frac{60}{2 \cdot \pi}$

El tercer bloque es un filtro paso bajo de segundo orden, cuya frecuencia de corte se encuentra en 10Hz.

2.3. ARMARIO ELÉCTRICO

Se van enumerar y describir los componentes del armario, así como su utilización y funcionamiento:

Se recomienda leer este apartado con los esquemas del armario, Anexo 2.

2.3.1. INVERSORES TRIFÁSICOS

Contiene dos inversores trifásicos Semikube como los que se muestran en la Fig. 10.



Figura 10. Inversores trifásicos Semikube.

Las características de funcionamiento de los IGBT's [6] se detallan en la tabla que se muestra a continuación:

Características	Valor
Potencia máxima, S_{\max}	48,5 kVA
Tensión AC, V_{AC}	400V
Intensidad, I_{AC}	70A

Los condensadores son SKC4M7-40A-2-M, de 4,7mF cada uno. Se tiene 6 condensadores, distribuidos en 3 ramas en paralelo y 2 condensadores en serie en cada rama como se muestra en la siguiente figura:

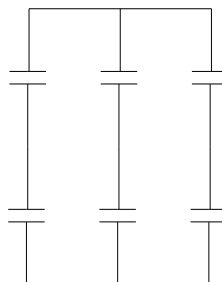


Figura 11. Disposición de los condensadores en el inversor

El condensador equivalente del circuito es de 7,05mF para un solo inversor. Por lo tanto, para los dos inversores, el condensador equivalente es de 3,525mF. La tensión máxima de cada condensador es de 500V, es decir, se tendrá una tensión máxima de continua de 1000V para el conjunto rectificador-inversor.

Las características del driver de los inversores se pueden ver en [7]. Éstos, además de las entradas (señal PWM de disparo de los IGBT's) y la tensión de alimentación, aportan sus propias medidas de corriente en cada rama, temperatura y tensión del bus de continua. Estas medidas llegan hasta la tarjeta acondicionadora de señal. La tensión del bus de continua se llevará hasta la tarjeta de medidas DS2004. El resto de medidas no se utilizarán ya que se ha preferido obtener las medidas de las sondas de corriente.

Uno de los inversores se va a utilizar como rectificador trifásico (U01) no controlado para convertir la tensión de c.a. de red (400V/III/50Hz) en una tensión de c.c. de valor medio constante. El valor de la tensión de c.c. viene dado por la expresión:

$$U_{DC} = \frac{1}{2 \cdot \Pi} \int \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \cos wt \cdot dt = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{\Pi} = 1,35 \cdot V_L \quad (2.18)$$

Donde V_L es el valor eficaz de la tensión de línea aplicada a la entrada del rectificador.

El otro inversor (U02) actuará como tal, convirtiendo la tensión de c.c. en una salida de c.a. de tensión y frecuencia variable, que dependerá de la modulación de los impulsos de disparo de los IGBT's.

2.3.2. AUTOTRANSFORMADORES

El armario contiene dos autotransformadores Crovisa, uno de 9kVA (TS) de tensión y corriente máxima 400V y 15A respectivamente y otro de 6kVA (TC) de tensión y corriente máxima 400V y 10A. Este último se utilizará con una relación de transformación $r = 1:1$, y el otro no se utilizará.

2.3.3. INTERRUPTORES DIFERENCIALES Y DISYUNTORES MAGNETOTÉRMICOS

Estos elementos son de la marca Merlin Gerin (Schneider). Se dispone de:

- un interruptor diferencial (Q01) de 4 polos, corriente nominal 63A y corriente de defecto 300mA para el circuito de potencia
- un interruptor diferencial (Q02) de 2 polos, corriente nominal 40A y corriente de defecto 30mA para el circuito de maniobra
- dos disyuntores magnetotérmicos (Q03, Q04) de 2 polos, corriente nominal 16A y poder de corte 10kA

- un disyuntor magnetotérmico (Q05) de 2 polos, corriente nominal 10A y poder de corte 6kA.

2.3.4. SONDAS DE TENSIÓN Y SONDAS DE CORRIENTE

Para la toma de medidas se tienen:

- Seis sondas de tensión LEM (P01-P06) cuya ganancia es 500V/50mA (AV100_500) [8]
- Tres sondas de tensión LEM (P07-P09) cuya ganancia es 500V/10V. (CV3_500) [9]
- Doce sondas de corriente LEM (P10-P21) cuya ganancia es 50A/50mA (LA_55P) [10].

2.3.5. RELÉS

El armario también dispone de 5 relés Releco MRC (K01-K05) de cuatro contactos inversores cada uno (C4-A40DX)[11]. Estos relés darán la orden de apertura y cierre a los contactores, los cuales precargan el bus de continua y conectan la carga.

2.3.6. SERVICIOS AUXILIARES

Se cuenta con tres fuentes de c.c. Dos de ellas de $\pm 15V$ (U05, U07) y otra de +15V (U06) para la alimentación de las sondas de tensión, las sondas de corriente, la tarjeta acondicionadora de señal y para la alimentación de la tarjeta de disparo de la maniobra.

2.3.7. TARJETA ACONDICIONADORA DE SEÑAL

Esta tarjeta, Fig.12, adapta la señal de salida de la tarjeta generadora de los pulsos PWM (DS5101) a los inversores y a la tarjeta de disparo de la maniobra. También distribuye las medidas realizadas por los drivers de los inversores a la tarjeta DS2004 de conversión A/D de alta velocidad. Esta distribución de las señales se puede ver en las Hojas 11 y 12 de los esquemas, donde se encuentra la disposición de los conectores en la tarjeta y la relación entre señales.

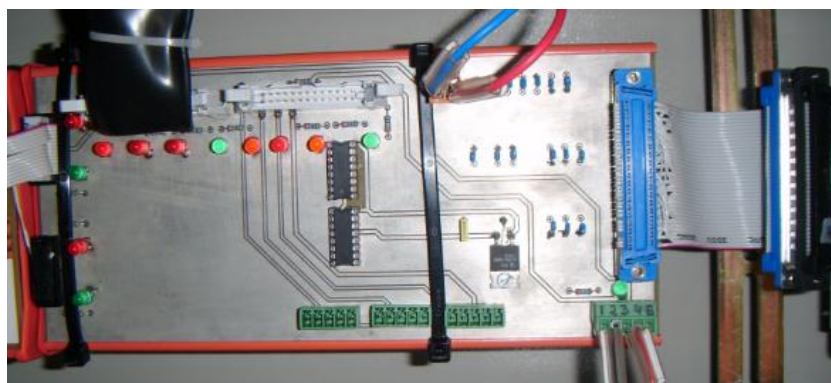


Figura 12. Tarjeta acondicionadora de señal.

2.3.8. TARJETA DE DISPARO DE MANIOBRA

Esta tarjeta recoge dos señales PWM de la tarjeta acondicionadora de señal. Estas señales se utilizarán como señales digitales para dar la orden de apertura y cierre de la maniobra.

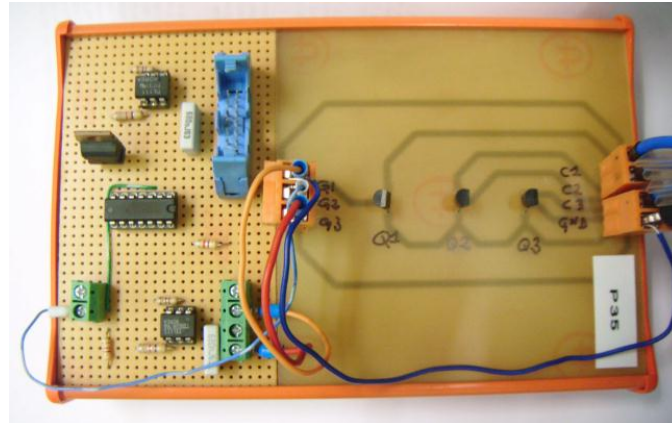


Figura 13. Tarjeta de disparo de maniobra.

3. TRABAJOS DE ADECUACIÓN DE HARDWARE

Como ya se ha mencionado anteriormente, el armario eléctrico estaba diseñado para la alimentación y el control de una máquina doblemente alimentada. El armario también disponía de dos tarjetas National Instruments que recogían la medida de algunas de las sondas de corriente y tensión, y también era la encargada de dar la señal digital para la ejecución de la maniobra.

La tarjeta acondicionadora de señal y la tarjeta de disparo de la maniobra también han sido modificadas para adaptarlas al funcionamiento requerido.

A continuación, se van a describir y explicar todos los trabajos de adecuación realizados para el acondicionamiento del armario para la nueva aplicación.

3.1. SEÑALES DIGITALES PARA LA MANIOBRA

La maniobra consiste en dar la señal de cierre/apertura de ciertos contactores. Se trata de conectar el rectificador a red a través de unas resistencias de precarga de 150ohmios. Con estas resistencias se consigue cargar el bus de continua del conjunto rectificador-inversor para evitarles el pico de corriente de la carga de los condensadores. La conexión de las resistencias de precarga se pueden ver en la Hoja 1 de los esquemas del armario.

Al dar la orden de marcha (CH-IN) se cierra el contactor KM1 y KM4 cargándose el bus de continua a través de las resistencias RGC. Unos segundos más tarde, se cierra el contactor KM6 que está en paralelo con las resistencias de precarga y a continuación se ejecuta el cierre del contactor KM7 conectado a la carga.

Para realizar esta maniobra se ha utilizado una tarjeta (P35) que consta de tres transistores bipolares (Q1, Q2 y Q3) como se puede ver en la Hoja 3 de los esquemas del armario. Si se envía una señal digital a la base DM2 del transistor Q2, se activa el relé K02 y a su vez el relé K05. Este relé ejecuta la maniobra mencionada anteriormente, cierre de los contactores KM1, KM4, KM6 y KM7.

Por otra parte, si enviamos una señal digital a la base DP entra en conducción el transistor Q3 alimentándose entonces el relé K03. Este relé tiene un solo contacto auxiliar conectado NC al contrario que el resto de los relés, que tienen sus contactos auxiliares conectados NA. Al abrirse el contacto de K03, la rama de paro 2 se abre y el conjunto de contactores de la maniobra se abren.

Esta maniobra, que originalmente se realizaba desde la tarjeta National Instruments, se ha realizado desde una tarjeta disponible en el laboratorio la cual se ha readaptado y resoldado como se muestra en la Hoja 13 de los esquemas. Esta tarjeta consta de dos integrados TIL111 [12] optoacopladores que aíslan eléctricamente las señales digitales (Marcha/Paro) de la parte de potencia, y un integrado lógico SN74HC32N [13] el cual presenta la posibilidad de introducir una lógica adicional.

La salida del integrado lógico son las señales que atacan a la base de los transistores. Las señales digitales salen del integrado en tensión, por tanto es imprescindible conectar una resistencia en serie entre el integrado y la base de los transistores para atacar a éstos en corriente.

3.2. SEÑALES DE LA TARJETA ACONDICIONADORA

La función de esta tarjeta es subir el nivel de tensión de las señales digitales de $\pm 5\text{Vdc}$ en $\pm 15\text{Vdc}$ a través de un regulador de tensión [14] y un circuito integrado [15]. El hecho de subir el nivel de tensión se debe a que la dSPACE genera una señal PWM de $\pm 5\text{Vdc}$, mientras que los inversores necesitan tanto en la alimentación como en los pulsos de disparo de los IGBT's una tensión de $\pm 15\text{Vdc}$.

La tarjeta también reparte y distribuye las señales de entrada al inversor (señal PWM), las señales digitales para la maniobra (CH-IN y CW-IN) y las señales de medida de los drivers del inversor para llevarlas a la ubicación correspondiente de cada una.

La DS5101 dispone de bloques de Simulink que generan la señal PWM hasta en 16 canales diferentes [4].

Related RTI Block	Channel (RTI)	Related RTLib Functions	Channel (RTLib)	Conn. Pin	Pin on CP	Signal
DS5101PWM6_Bx_BLy	Ch-block 1 (Channel 1: Phase A)	See 3-Phase PWM Signal Generation with Inverted and Non-Inverted Outputs	Block 1 (via mask)	P35 20	CP1	IO1
	Ch-block 1 (Channel 2: Phase /A)		Block 1 (via mask)	P35 21	CP2	IO2
	Ch-block 1 (Channel 3: Phase B)		Block 1 (via mask)	P35 22	CP3	IO3
	Ch-block 1 (Channel 4: Phase /B)		Block 1 (via mask)	P35 23	CP4	IO4
	Ch-block 1 (Channel 5: Phase C)		Block 1 (via mask)	P35 24	CP5	IO5
	Ch-block 1 (Channel 6: Phase /C)		Block 1 (via mask)	P35 25	CP6	IO6
	Ch-block 1 (Channel 7: Clock)		Block 1 (via mask)	P35 26	CP7	IO7
	Ch-block 2 (Channel 9: Phase A)		Block 2 (via mask)	P35 28	CP9	IO9
	Ch-block 2 (Channel 10: Phase /A)		Block 2 (via mask)	P35 29	CP10	IO10
	Ch-block 2 (Channel 11: Phase B)		Block 2 (via mask)	P35 30	CP11	IO11
	Ch-block 2 (Channel 12: Phase /B)		Block 2 (via mask)	P35 31	CP12	IO12
	Ch-block 2 (Channel 13: Phase C)		Block 2 (via mask)	P35 32	CP13	IO13
	Ch-block 2 (Channel 14: Phase /C)		Block 2 (via mask)	P35 33	CP14	IO14
	Ch-block 2 (Channel 15: Clock)		Block 2 (via mask)	P35 34	CP15	IO15

Figura 14. Distribución de pines de DS5101 para los bloques de PWM6.

Para nuestra aplicación se ha elegido un bloque de generación de señal en 6 canales, esto es, 3 señales desfasadas 120° y sus invertidas. Se eligen dos bloques como estos, uno para cada inversor, por si se da el caso y se quiere conmutar el otro inversor. La ocupación de los pines para estos dos bloques se puede observar en la Fig.14.

También se escogen dos bloques de generación de una señal PWM para hacer la función de las señales digitales, una para la acción de marcha (señal CH-IN) y otra para la acción de paro (señal CW-IN). Para estas señales se utilizan los pines 27 y 35 respectivamente como se pueden ver en la Hoja 12 de los esquemas.

Con la ayuda de un osciloscopio se mide en cada pin del conector de salida de la DS5101 para comprobar que efectivamente obtenemos la señal deseada. Un ejemplo de la señal de salida de la DS5101 se muestra en la Fig.15, donde se observa una señal cuadrada de frecuencia 50Hz y una amplitud de 5V, máxima amplitud que ofrece dSPACE.

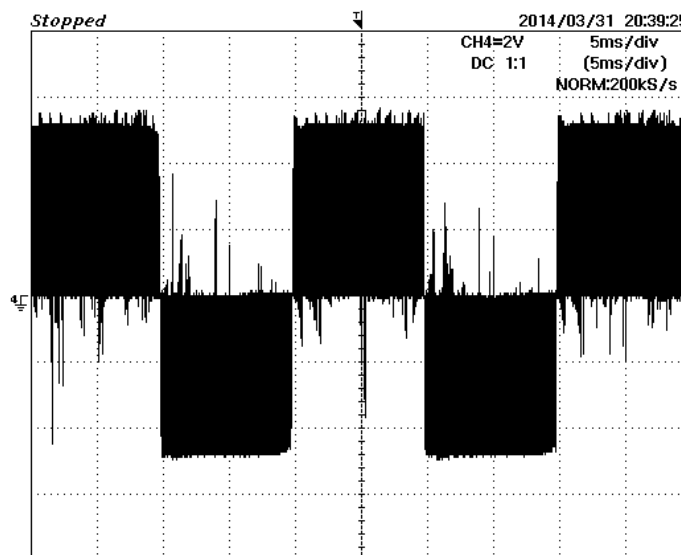


Figura 15. Señal PWM a la salida de la DS5101.

Sin embargo, en el conector de la tarjeta acondicionadora de señal, no se recibe la información por los mismos pines por los que se envían por la DS5101. Por este motivo, se realiza un cable adaptador para llevar las señales de los pines de salida del conector de la DS5101 a los pines deseados de la tarjeta acondicionadora.

También se reemplazan los circuitos integrados por otros nuevos.

Se vuelve a comprobar el patrón PWM, pero ésta vez a la salida de la tarjeta donde los pulsos son de $\pm 15\text{Vdc}$. De esta forma verificamos que al inversor llegará la señal enviada y adaptada.

3.3. SONDAS DE MEDIDA

Los esquemas de conexión de las sondas de tensión y corriente se pueden observar en las Hojas 6, 7, 8 y 9 de los esquemas del armario.

- Sondas de tensión AV100_500. La ganancia de este tipo de sonda es 500V/50mA. En serie entre la sonda y dSPACE se conecta una resistencia de 100 ohmios para convertir la señal en corriente. Dado que dSPACE tiene una ganancia de 10V, para obtener la medida real se coloca un bloque de Simulink con una ganancia de 1000 para obtener la medida real.
- Sondas de tensión CV3_500. Las ganancias de estas sondas son de 500V/10V. Teniendo en cuenta la ganancia de dSPACE, el bloque de ganancia de Simulink será de 500 para poder ver la tensión real que llega a la sonda.
- Sondas de corriente LA_55-P. Estas sondas tienen una ganancia de 50A/50mA. Se conectará una resistencia en serie de 390 ohmios. Contando con la ganancia de dSPACE, la ganancia en Simulink será de 25,64.

Se extraen los cables de señal de la antigua tarjeta National Instruments pues aún residían en el armario. Estos cables podrían aportar ruido a las señales de medida pues la mayoría de los terminales de estos cables estaban sueltos.

Las sondas de medida que se utilizan en este proyecto son:

- Sondas P13, P14, P15. Éstas miden las corrientes de entrada al rectificador de las fases R, S y T respectivamente.
- Sondas P19, P20, P21. Éstas registran las corrientes de salida del inversor que van directamente a la carga, es decir, miden las corrientes en la carga en las fases R, S y T respectivamente.
- Sondas P01 y P02. Estas sondas de tensión están conectadas a la tensión de alimentación del armario, por tanto miden la tensión de entrada al rectificador. Se miden tan sólo las tensiones de línea RS y RT respectivamente. La National Instruments registraba la media de la tercera línea pero como tenemos un sistema trifásico equilibrada nos será suficiente con medir dos fases y calcular la tercera de acuerdo a la expresión:

$$U_{RS} + U_{ST} + U_{TS} = 0 \quad (2.19)$$

La Fig.16 muestra la distribución de los pines de la DS2004. En la Hoja 10 del Anexo 2, se muestra la conexión de las sondas de medida de la tarjeta de conversión de bornas a conector (P34) y de ésta a la DS2004.

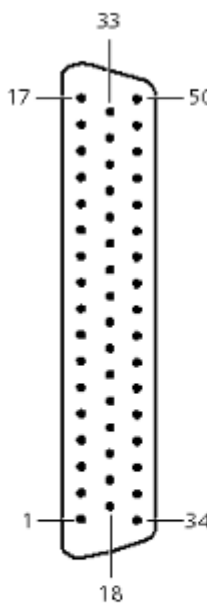
ADC Connector	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal
	17	TRIG 4			50	DGND
	16	TRIG 1	33	TRIG 3	49	TRIG 2
	15	AGND	32	DGND	48	AGND
	14	VIN16	31	AGND	47	VIN16
	13	AGND	30	VIN15	46	VIN15
	12	VIN13	29	VIN14	45	VIN14
	11	VIN12	28	VIN13	44	AGND
	10	VIN11	27	VIN12	43	VIN11
	9	VIN10	26	AGND	42	VIN10
	8	AGND	25	VIN9	41	VIN9
	7	VIN7	24	VIN8	40	VIN8
	6	VIN6	23	VIN7	39	AGND
	5	VIN5	22	VIN6	38	VIN5
	4	VIN4	21	AGND	37	VIN4
	3	AGND	20	VIN3	36	VIN3
	2	VIN1	19	VIN2	35	VIN2
	1	AGND	18	VIN1	34	AGND

Figura 16. Distribución de los pines de DS2004.

Para comprobar el funcionamiento correcto de las sondas de tensión y la elección correcta de resistencias y ganancias, se alimentan las sondas e individualmente se les aplica una tensión alterna de 230V.

De este modo, se observa en ControlDesk la tensión aplicada y se asocian los bloques de dSPACE/Simulink con cada sonda.

En vacío no podemos comprobar el funcionamiento de las sondas de corriente. Por tanto esta verificación se hace una vez seleccionada y conectada una carga pasiva RL.

En la Fig.17. se muestra un ejemplo de la medida de corriente con el osciloscopio, una fase del control de histéresis en carga RL que se explicará más adelante.

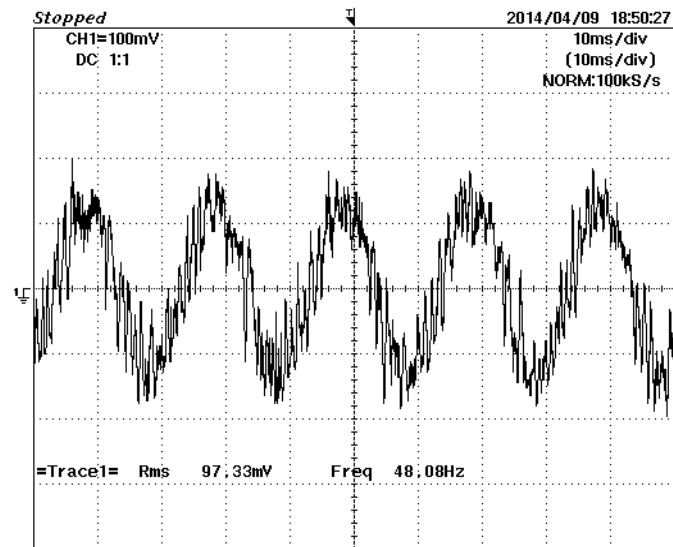


Figura 17. Una fase del control por corriente en banda de histéresis

4. ENSAYOS

En este capítulo se van a explicar todos los ensayos realizados. Para llevarlos a cabo se ha seguido una metodología de trabajo en todos ellos.

Esta metodología se basa tres pasos fundamentales:

- El primero es documentarse del control que se quiere llevar a cabo. Cada tipo de control requiere de sus cálculos teóricos previos, ya sean del propio control, como banda de histéresis, reguladores o tabla tensión-frecuencia, como dimensionado de la carga y cálculos de potencias y corrientes esperadas en dicha carga.
- El segundo paso es hacer una simulación dinámica con todos los parámetros y valores reales de los componentes físicos para ver el comportamiento esperado del sistema. Para esto se va a diseñar el método de control en Simulink y se recreará la planta (red, inversores, carga, etc.) en PSIM. Con esto tendremos una idea previa de lo que obtendremos en la implementación.
- El tercero y más importante, es realizar el control en tiempo real. Para ello se utilizará Simulink y dSPACE. En Control-desk, la interfaz para visualizar y registrar los datos, se podrán ver los resultados en tiempo real.

De esta manera se pondrán comparar los resultados obtenidos en las simulaciones ideales con las implementaciones en el sistema físico real.

El objetivo principal de este proyecto es llevar a cabo un control en tiempo real sobre máquinas asíncronas. Para ir paso a paso, primero se van a realizar dos tipos de control de corriente con cargas pasivas RL en las que la respuesta es más simple que en una máquina rotativa. Una vez afianzados con el sistema de control y el hardware, se realizan los ensayos sobre el motor asíncrono.

En la Fig.18. se muestra la interfaz Control-desk utilizada para la visualización de medidas en tiempo real y el registro los datos. Esta figura es una instantánea mientras se realizaba el control de velocidad en el motor, en concreto un arranque de 0 a 1500 r.p.m.

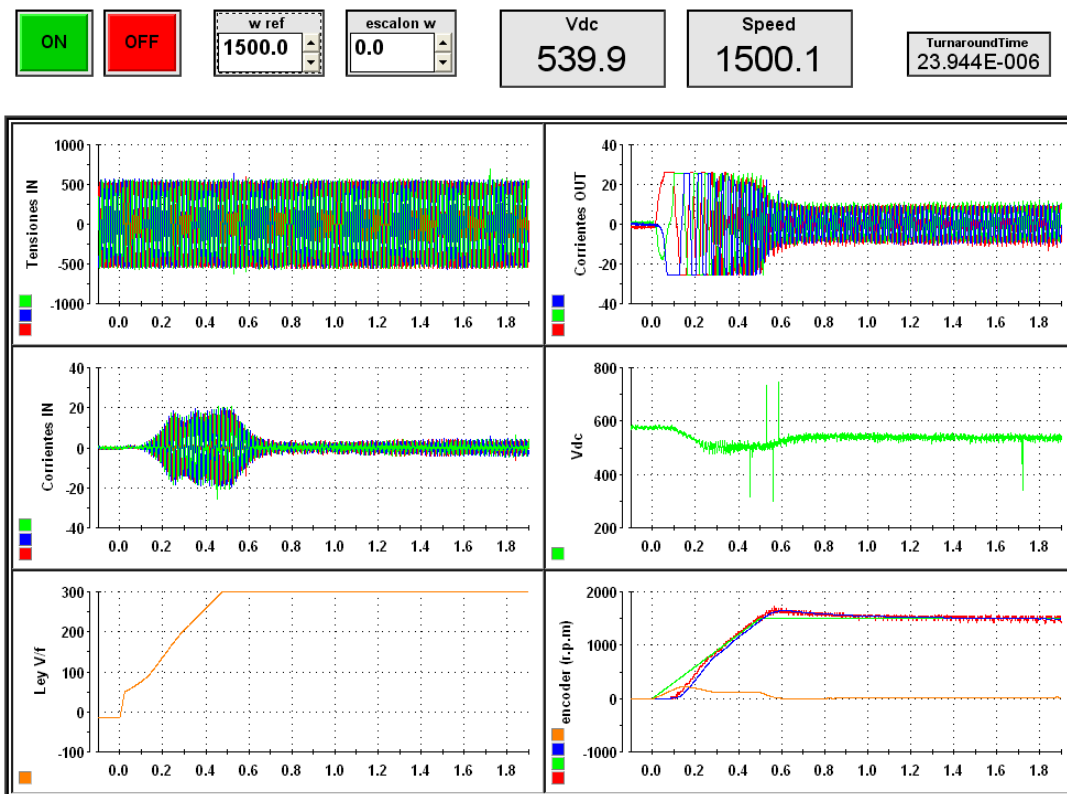


Figura 18. Interfaz Control-desk

4.1. CONTROL DE CORRIENTE POR BANDA DE HISTÉRESIS

4.1.1. INTRODUCCIÓN

El principio de funcionamiento del control de corriente por banda de histéresis se basa en la comparación de una referencia de corriente con la medida de ésta misma, Fig.19. Si el error entre la referencia y la medida supera un umbral $\pm h$, llamado banda de histéresis, la rama correspondiente del inversor cambia su estado de conmutación, para que, cambiando la polaridad de la tensión aplicada, se modifique la trayectoria de la corriente y así hacer que el error entre dentro de la banda h .

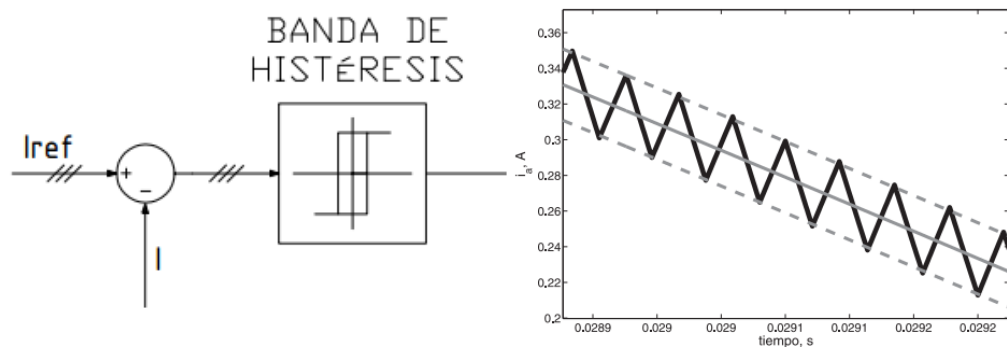


Figura 19. Principio de funcionamiento del control por banda de histéresis.

La principal ventaja de este método es su simplicidad. El gran inconveniente es el rizado que presenta la corriente que depende tanto de la banda h como de la frecuencia de trabajo. Cuanto mayor sea esta frecuencia y menor la banda de histéresis, mas sinusoidales serán las corrientes obtenidas. Sin embargo, esto estará limitado en la práctica por la capacidad de procesamiento de datos del equipo, y teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación no es constante [16].

Tanto en la simulación como en el control en tiempo real se va a seguir el esquema que se muestra en la Fig.20. donde la parte del control está diseñado en Simulink y dSPACE. La red de potencia infinita alimenta al autotransformador a 400V/III/50Hz. Mediante el autotrafo se aplica al armario la tensión deseada. Desde dSPACE se dará la señal digital para cierre de la maniobra que ejecuta la precarga del bus de continua. Una vez realizada la precarga, se aplica una referencia de corriente (I_{ref}), la cual se realimenta negativamente con la señal de corriente medida en la carga. El error, diferencia entre la corriente de referencia y la medida, entra en la banda de histéresis siendo ésta la que genera los ciclos de trabajo, dando 0 ó 1, apertura y cierre de los IGBT's respectivamente.

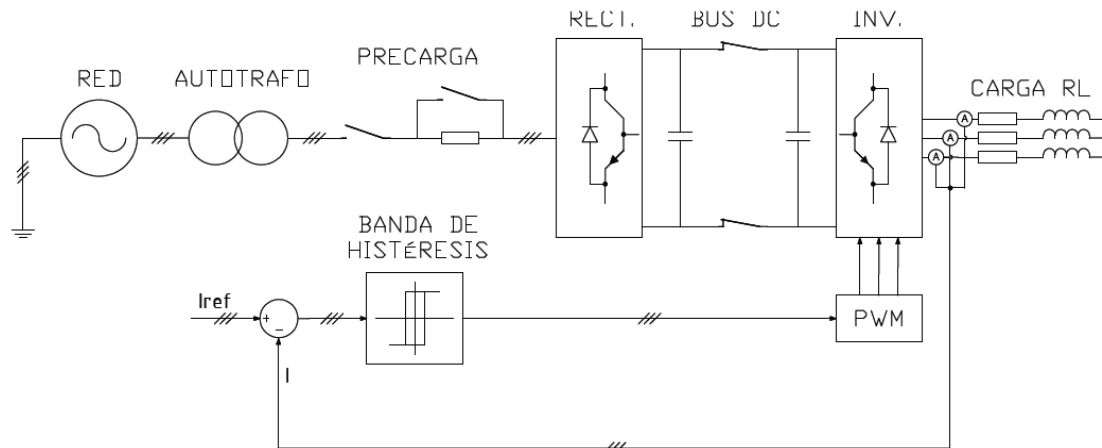


Figura 20. Esquema de control por banda de histéresis.

4.1.2. SIMULACIÓN

El circuito de control se realiza en Simulink como se muestra en la Fig.21. A partir de las medidas de tensión de línea de la carga, se calcula la posición angular para generar una señal trifásica alterna equilibrada desfasada 120° cada fase según la siguiente función:

$$I = I_{\max} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (4.1)$$

Donde I_{\max} es la referencia de corriente que se da al control. La salida del bloque de generación de la onda trifásica se realimenta negativamente con las medidas de corriente en la carga que obtenemos de la planta, el bloque de PSIM. El error es la señal que entra en la banda de histéresis para generar los ciclos de trabajo, los cuales darán los impulsos de disparo para la apertura y cierre de los IGBT's del inversor.

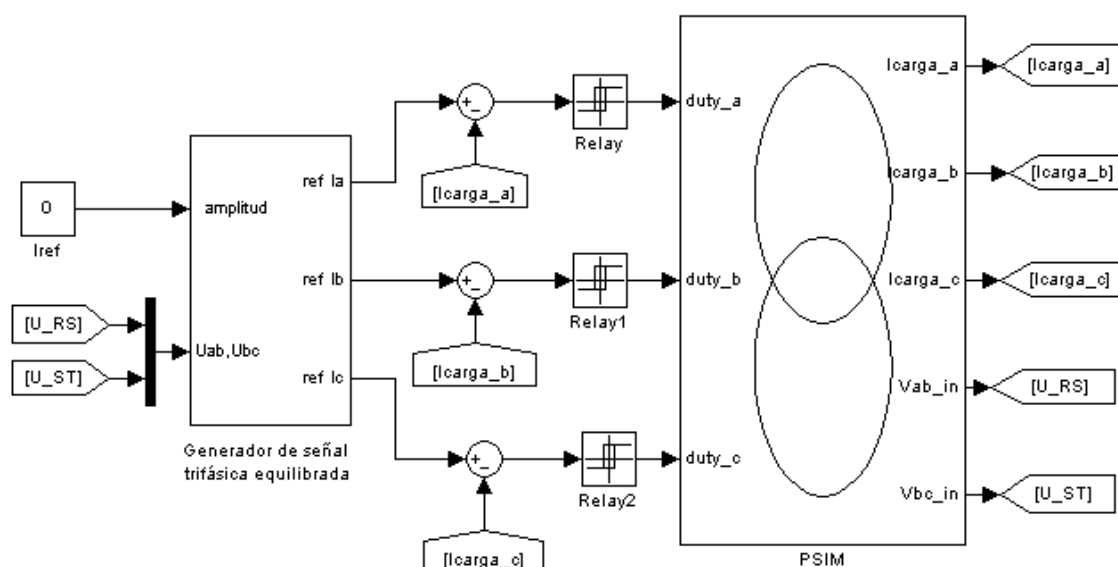


Figura 21. Control por banda de histéresis en Simulink.

La planta, hardware real, se simula e idealiza en PSIM. Como se puede ver en la Fig.22. la planta consta de 3 bloques de generación de tensión alterna, un filtro L de 1,5mH cada fase, el rectificador, el bus de continua, el inversor y la carga RL.

Los bloques circulares marcados con una “S”, son señales conectadas con Simulink, ya sean de entrada como la generación de los pulsos ó de medidas para realimentar en el modelo del control. El resto de bloques circulares son medidas informativas.

Se observa en el diagrama de PSIM que la señal trifásica de entrada es de 37 Vp. Se escoge este valor para obtener una tensión de c.c. de unos 50V y por tanto una tensión de pico máxima en la carga de 50V. Se ha elegido una tensión reducida por precaución, además para valores de corriente bajos si la tensión es alta, el rizado de la corriente es mucho mayor.

En este caso se ha escogido una resistencia trifásica de 10 Ω y una bobina trifásica de 5mH, por lo tanto, según la ley de ohm para una tensión de 50V y con esta impedancia se podrá obtener como máximo una corriente de 3,5A de valor absoluto.

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{50/\sqrt{2}}{R + j \cdot \omega \cdot L} \quad (4.2)$$

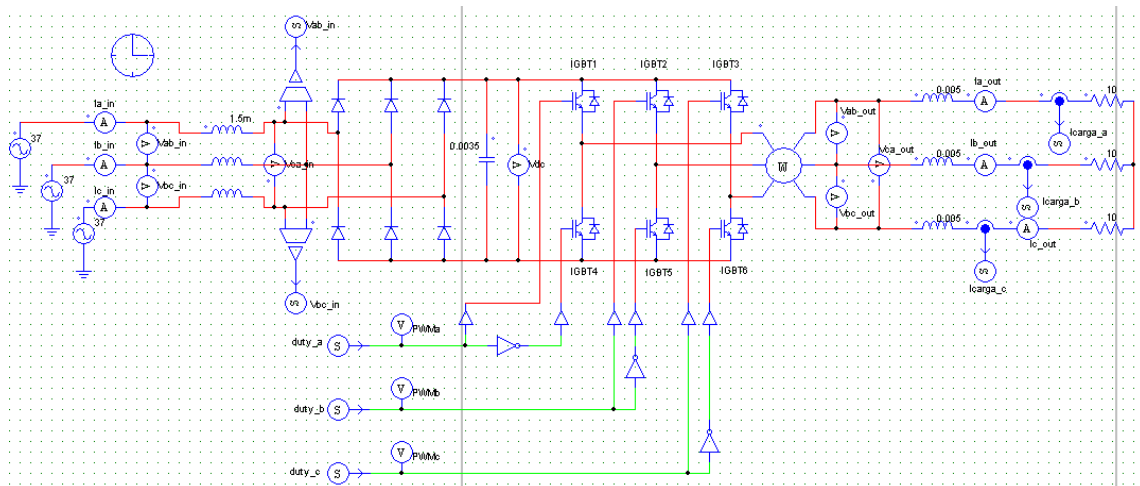


Figura 22. Planta con carga RL en PSIM

Las corrientes de referencia y de salida del control por banda de histéresis son las que se muestran en la Fig.23. Se muestran las tres fases, en ellas se puede observar cómo se da una consigna de referencia de 1A y rápidamente el control sigue la referencia. La forma de onda en la carga, es decir, la señal regulada por la banda de histéresis es más gruesa que la referencia de corriente, esto se debe al rizado de la señal que genera la banda.

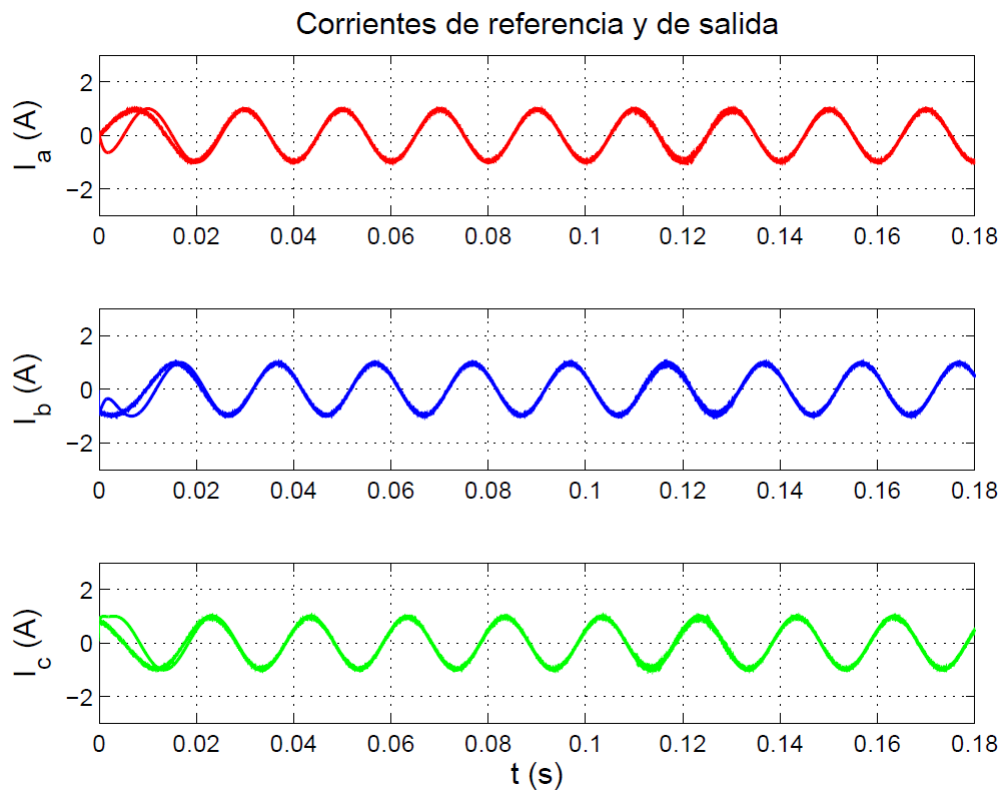


Figura 23. Corrientes de referencia y de salida simuladas por control en banda de histéresis en simulación.

4.1.3. ENSAYO

Para la implementación en tiempo real, el control se diseña en Simulink utilizando los bloques dSPACE, Fig.24

Se pueden observar las señales digitales que activan la maniobra CH-IN y CW-IN, marcha y paro respectivamente. Los bloques utilizados de dSPACE para dar la orden son los de una sola señal de PWM.

El control es exactamente el mismo que en la simulación, Fig.21. Los ciclos de trabajo llegan al bloque de la DS5101 de 6 señales para dar los impulsos de disparo al inversor. Dentro del bloque de medidas se encuentran bloques individuales para cada señal de la tarjeta de I/O de dSPACE, DS2004 como se vio en el capítulo 2.2, Fig 6.

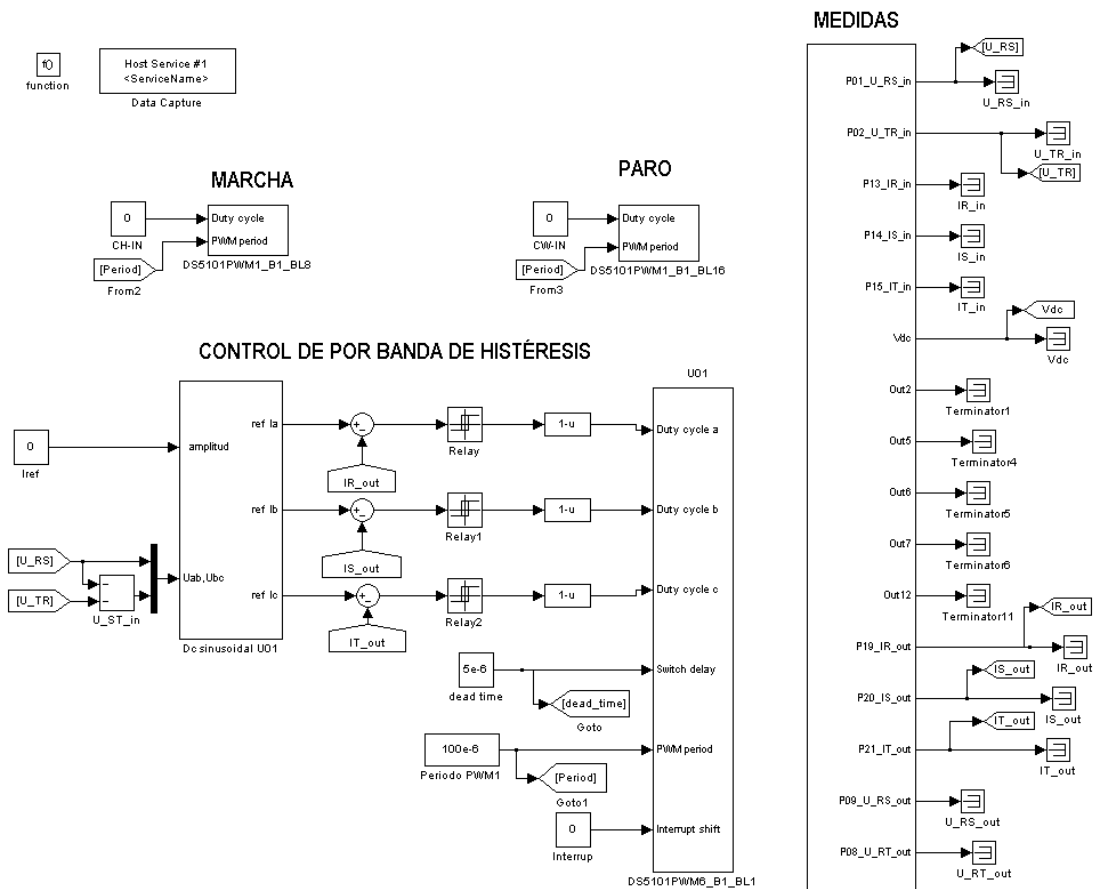


Figura 24. Diagrama de bloques del control por banda de histéresis en Simulink/dSPACE en tiempo real.

Para una consigna de corriente de 1A, tal y como se hizo en la simulación, se obtienen las corrientes de la Fig.25. La forma de onda de la corriente sigue a la referencia en forma y amplitud, por tanto, se puede decir que el sistema está controlado.

Se puede apreciar como el rizado de la corriente es mayor debido a que los componentes no son ideales además de que se introduce un ruido en la señal de medida que no es real, pues como se observa en la Fig.17, la cual es una fase de estas corrientes medida con el osciloscopio, este ruido inducido no aparece.

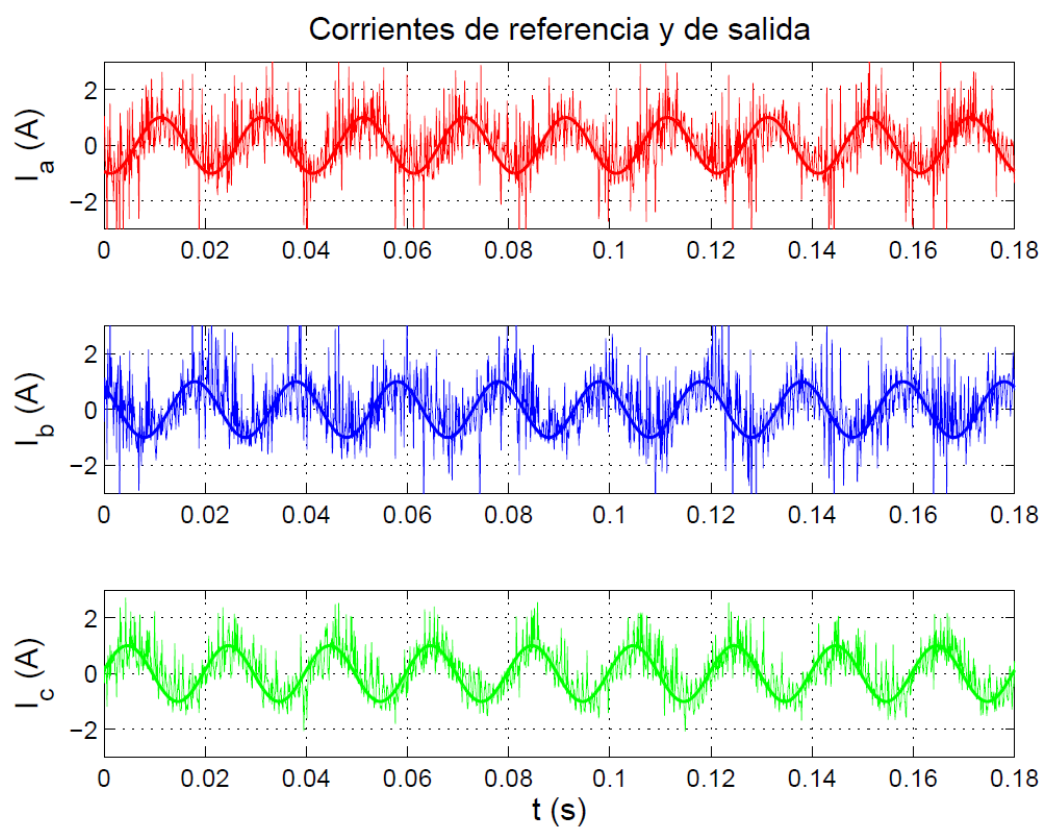


Figura 25. Corrientes de referencia y de salida reales por control en banda de histéresis en tiempo real.

4.2. CONTROL DE CORRIENTE A TRAVÉS DE REGULADOR PI

4.2.1. INTRODUCCIÓN

El modelo en ejes dq del convertidor se obtiene aplicando la transformación de Park. Las siguientes ecuaciones son válidas tanto para el rectificador como para el inversor.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

El regulador usado en este proyecto para generar la consigna de tensión a partir de la corriente en cada eje es del tipo Proporcional-Integral, PI.

La estructura del regular PI es como la que se muestra en la Fig.26.

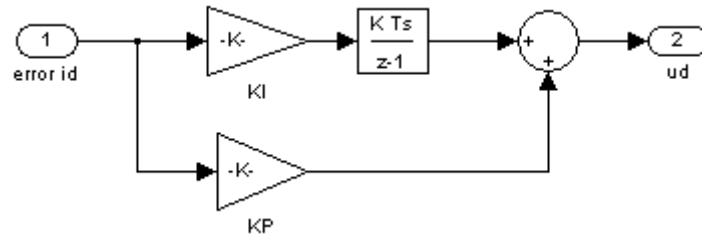


Figura 26. Estructura del regulador PI.

La señal de la salida del regulador $u_d(t)$ se calcula a partir de la señal de entrada del regulador $i_d(t)$, mediante la ecuación 4.4. Tanto la estructura como la ecuación son válidas para la i_d y i_q .

$$u_d(t) = K_p \cdot i_d(t) + K_i \cdot \int_0^t i_d(t) \cdot dt \quad (4.4)$$

Donde K_p es el término proporcional y K_i es el término integral.

Para el cálculo de los reguladores de corriente PI se va a utilizar el método de cancelación de la mayor constante de tiempo [17].

A partir de este método y con los valores de la carga pasiva que se va a elegir en este caso, $R = 4\Omega$ y $L = 35\text{mH}$, los valores de los reguladores son los siguientes: $K_p = 175$ y $K_i = 20000$.

El esquema que se ha seguido en el control de corriente PI en carga RL es el que se muestra en la Fig. 27. Como se puede observar es la misma planta que en el control por banda de histéresis, lo que cambia es el tipo de control realizado.

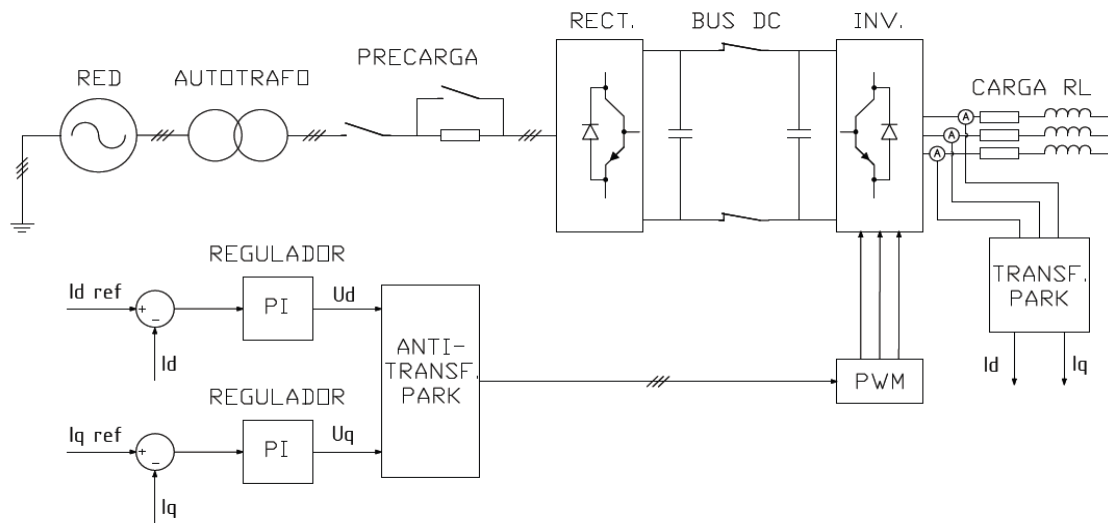


Figura 27. Esquema de control por reguladores PI.

4.2.2. SIMULACIÓN

En este caso se dan dos referencias de corriente d y q que realimentadas negativamente con la medida de dichas corrientes en la carga se obtiene el error. El error de i_d y de i_q es la señal de entrada de los reguladores siendo su salida las referencias de tensión u_d y de u_q que se convierten a tensiones trifásicas a,b,c a través de la antitransformada de Park.

A partir de las tensiones a,b,c se calculan las señales moduladoras que, como se puede ver en el esquema de la planta en PSIM Fig.30., se comparan con la señal portadora (triangular) para generar la señal PWM. Esto que hacemos a través de bloques en la simulación, en el ensayo no es necesario ya que como se ha mencionado en varias ocasiones el bloque de DS5101 es el encargado de realizar esta función.

La moduladora es una señal sinusoidal trifásica entre -1 y 1, para realizar la simulación exactamente igual que en la implementación, se introduce una función justo antes del bloque de PSIM que coloca a dicha señal entre 0 y 1 ya que el bloque de dSPACE que realiza esta función compara con la señal portadora en este rango.

Las medidas de corriente, salidas del bloque de PSIM en la carga, se transforman a corrientes en ejes dq a través de la transformada de Park. Dichas corrientes son las que se realimentarán con las corrientes de referencia.

El ángulo θ de la transformación de Park, es el ángulo al que se orientan los ejes dq , en nuestro caso se ha elegido el ángulo de la tensión trifásica de entrada que alimenta al rectificador.

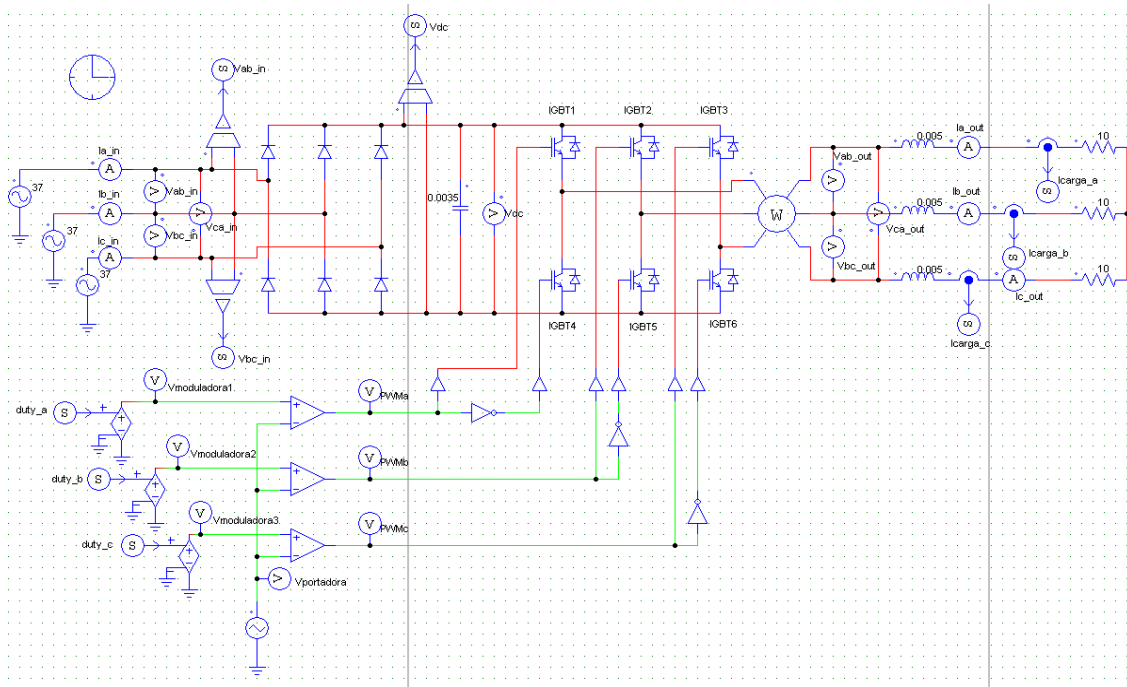


Figura 30. Planta para el control en PI con carga RL en PSIM.

En la Fig.30. se muestra la planta en PSIM utilizada para el control de corriente con reguladores PI. Se puede observar que este esquema es exactamente igual que el utilizado en el control por banda de histéresis Fig.22. salvo por la comparación de la señal moduladora con la portadora para obtener los ciclos de trabajo. En este caso, estas señales serán valores comprendidos entre 0 y 1 mientras que en el control por histéresis los ciclos de trabajo son 0 ó 1.

El módulo de la corriente de referencia en ejes dq viene dado por la siguiente expresión:

$$|\vec{i}| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (4.7)$$

Se ha realizado un ejercicio para comprobar que efectivamente si no se cambia el módulo de la corriente de entrada, al ser una carga pasiva, las potencias activa y reactiva se conservan y el control ajusta automáticamente el ángulo entre la tensión y la corriente, independientemente del sistema de referencia dq utilizado.

Atendiendo a la Tabla 8. de consignas de referencias introducidas en el control de corriente que se muestra en la primera gráfica de la Fig.31 se observa que para el mismo módulo de la corriente de referencia y manteniendo la misma carga, las potencias se mantienen constantes.

i_d	i_q	$ \vec{i} $
0	0	0
1	1	$\sqrt{2}$
$\sqrt{2}$	0	$\sqrt{2}$

Tabla 8. Consignas de referencias en el control por reguladores PI

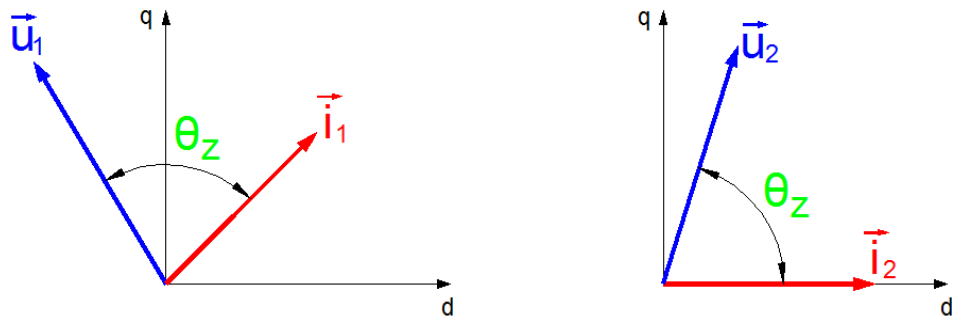


Diagrama fasorial

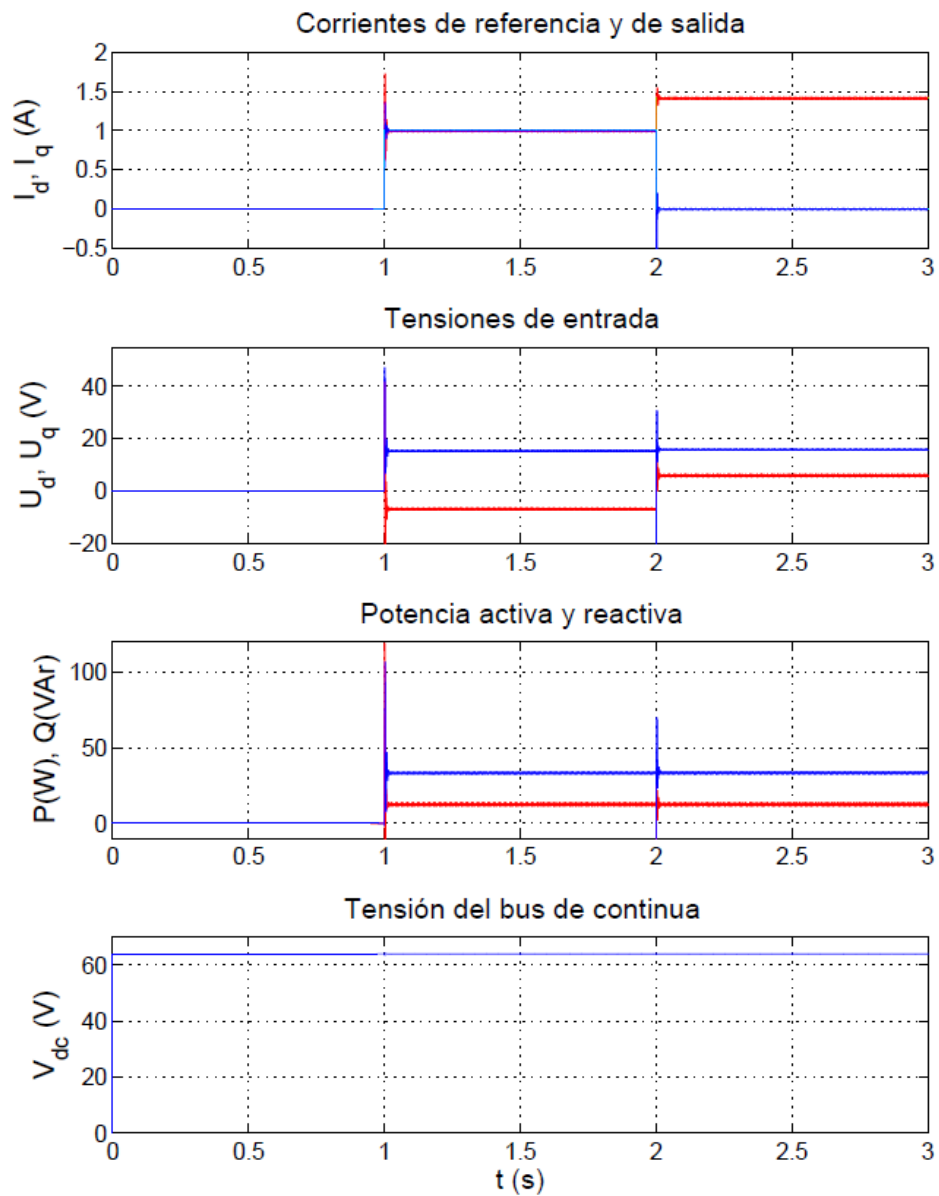


Figura 31. Corrientes de referencia y de salida, tensiones de entrada, potencias y tensión del bus de continua en el control por reguladores PI en simulación.

La Fig.31. se muestra la respuesta de la simulación, donde en rojo tenemos la componente d y en azul la componente q de cada una de las señales. Como se puede deducir de la tensión del bus de continua, este ensayo también se ha realizado a baja tensión, para hacer una comparativa entre el control de corriente por banda de histéresis y el control mediante reguladores PI.

4.2.3. ENSAYO

La Fig.32 muestra la implementación en el control de corriente en ejes dq utilizando los reguladores Proporcional-Integral, PI.

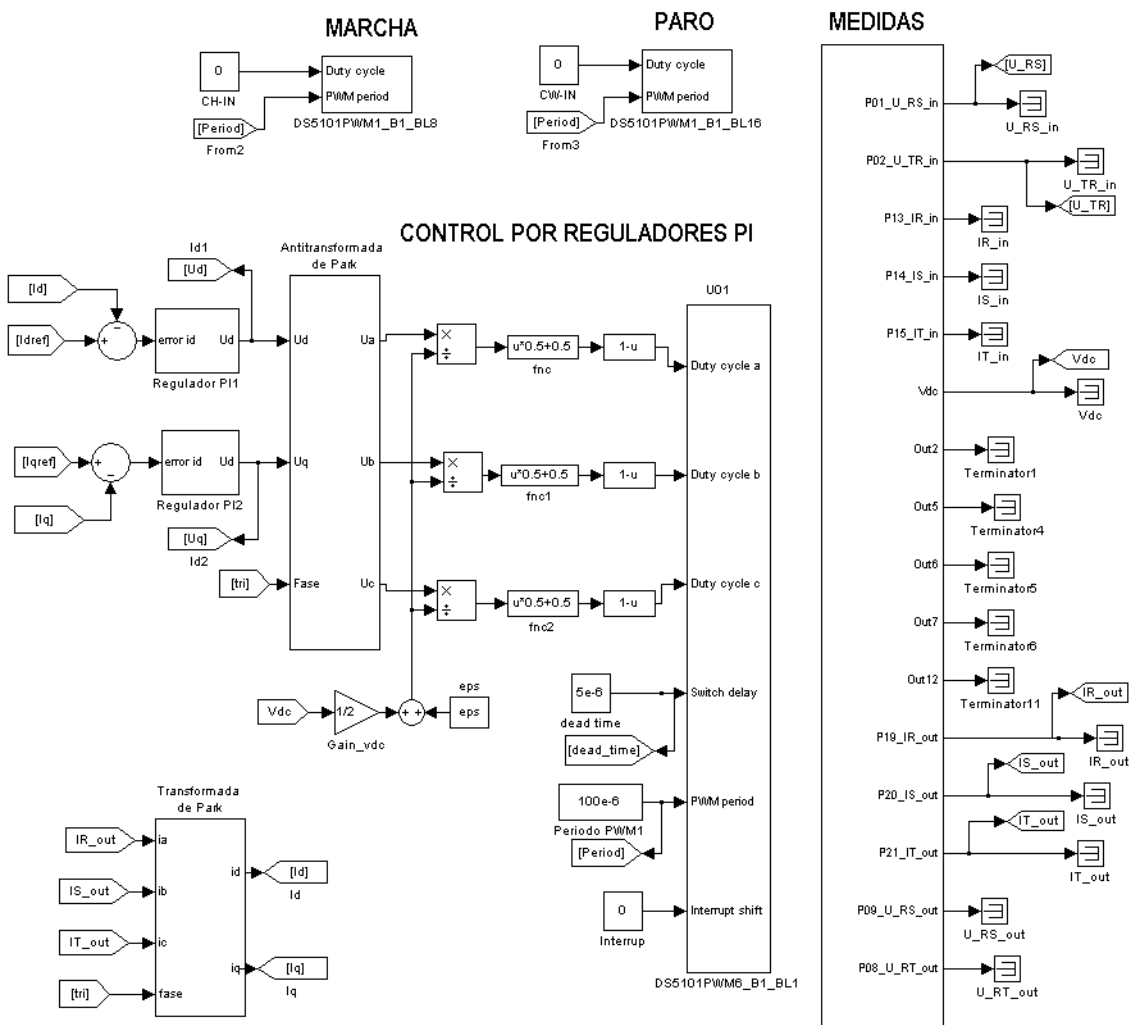


Figura 32. Diagrama de bloques del control por reguladores PI en Simulink/dSPACE en tiempo real.

La respuesta del sistema en tiempo real ha sido la esperada, de la misma forma y valores que en la visión previa de la simulación.

Los valores de la impedancia utilizada en este ensayo son: $R = 4\Omega$ y $L = 35\text{mH}$, por tanto, para el módulo de la consigna de referencia de corriente que se ha dado, la potencia aparente es:

$$S = 3 \cdot U \cdot I^* = 3 \cdot Z \cdot I \cdot I^* = 3 \cdot Z \cdot I^2 \quad (4.8)$$

El valor numérico de la ecuación anterior es $S = 12 + j33 \text{ VAr}$, que como se puede comprobar en la Fig 33. corresponden con las medidas tomadas.

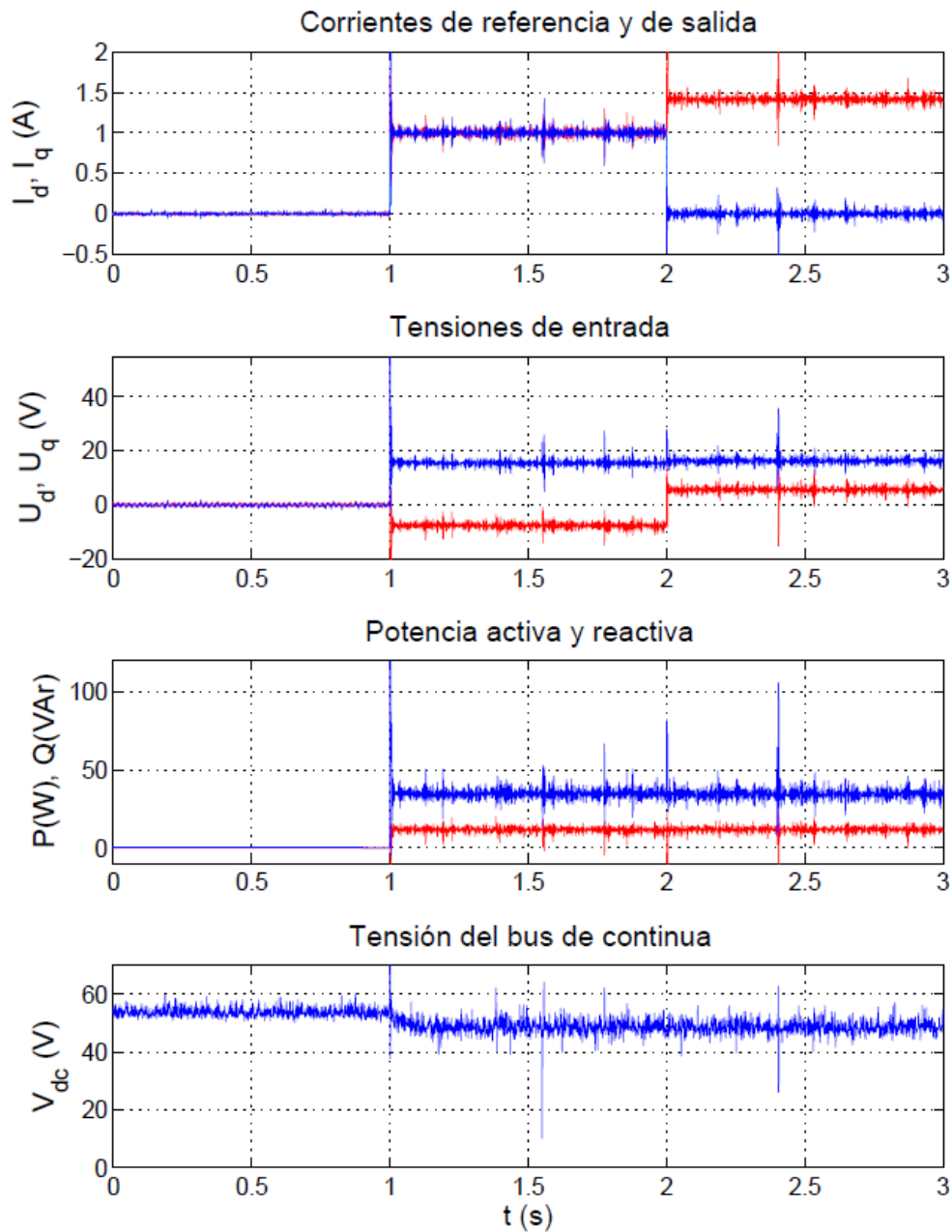


Figura 33. Corrientes de referencia y de salida, tensiones de entrada, potencias y tensión del bus de continua en el control por reguladores PI en tiempo real.

4.3. CONTROL ESCALAR DEL MOTOR ASÍNCRONO

4.3.1. INTRODUCCIÓN

La velocidad mecánica en r.p.m de la máquina asíncrona viene dada por la expresión

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.9)$$

Por tanto, la velocidad en la máquina se puede variar, entre otros métodos, simplemente cambiando la frecuencia de las tensiones de alimentación f_1 . No obstante, esto afecta directamente al flujo en la máquina que se expresa por la ecuación [18]:

$$\phi = \frac{V_1}{2 \cdot \pi \cdot f_1} \quad (4.10)$$

Así, al modificar f_1 estaríamos modificando el flujo en la máquina. Si se disminuye f_1 el flujo aumentará, pudiéndose llegar a la saturación magnética de la máquina.

Para evitarlo, se varía el módulo de la tensión de alimentación de la máquina V_1 de tal forma que el flujo mantenga su módulo constante para todo el rango de frecuencias por debajo de la frecuencia asignada de la máquina. De esta forma, se puede trabajar a cualquier frecuencia manteniendo el flujo en su valor nominal y maximizando por tanto la producción de par en la máquina [18]. Como sólo se controla el módulo del flujo y no su posición, se habla de un control escalar, frente al control vectorial, donde se controlan tanto el módulo como el ángulo del flujo (mediante el control de sus componentes dq).

Este método de control será válido mientras la caída de tensión en R_s sea pequeña, lo que ocurre siempre que f_1 sea suficientemente elevada, ya que la fuerza electromotriz será mucho mayor que dicha caída de tensión en R_s . Sin embargo, para frecuencias cercanas a cero, éste término no se puede despreciar. Para compensar este efecto se modifica la curva tensión-frecuencia de forma que para $f_1 = 0$ exista una tensión inicial distinta de cero.

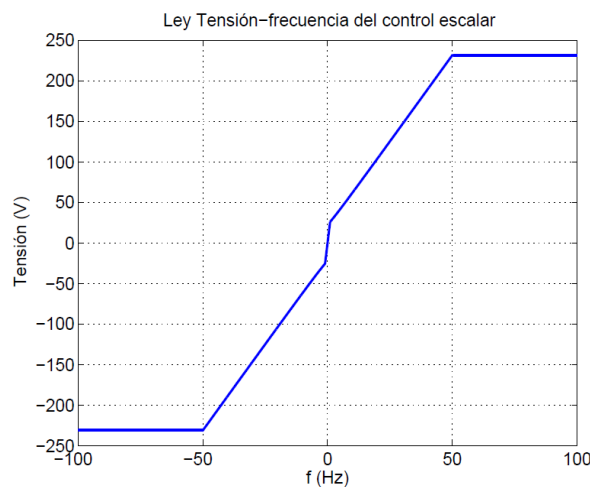


Figura 34. Ley Tensión-frecuencia del control escalar.

La curva tensión-frecuencia de la Fig.34 se ha calculado con según Trzynadlowski [18] con los parámetros calculados en los ensayos del motor.

Esta curva es la que se ha utilizado para el diseño del control tanto en la simulación como en tiempo real.

El esquema que se ha seguido para este tipo de control se muestra en la Fig.35. y simplemente es la ley tensión-frecuencia, también llamada ley de mando, con una previa rampa para el arranque y frenado suave del motor.

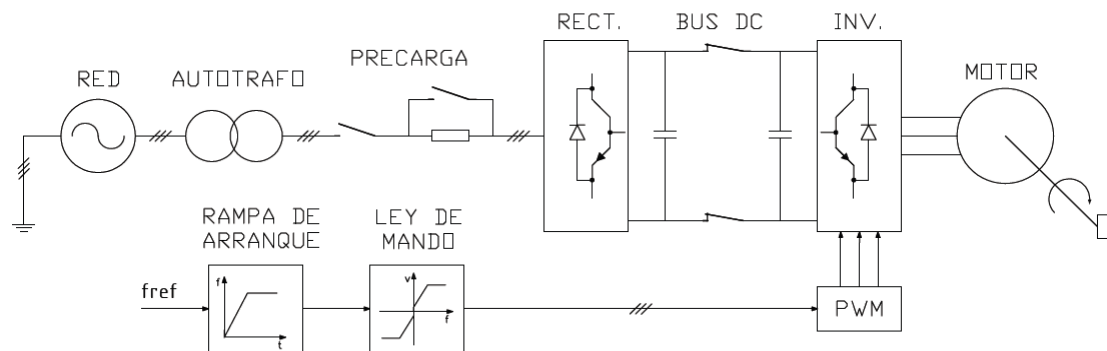


Figura 35. Esquema del control escalar.

4.3.2. SIMULACIÓN

El diagrama de bloques realizado para el control escalar del motor se puede ver en la Fig.36. Los bloques “Ramp” y “Saturation” generan una rampa para arrancar y frenar el motor suavemente con la intención de evitar grandes picos de corriente. Esta rampa lleva al motor a su frecuencia nominal 50Hz en medio segundo. En el bloque “Tabla V-f” se incluye la curva tensión-frecuencia calculada anteriormente. A partir de la referencia de tensión que nos da la ley de mando se generan una señal trifásica alterna que dividida por la mitad del valor de la tensión del bus de continua, obtenemos la señal moduladora que introducimos al bloque de PSIM.

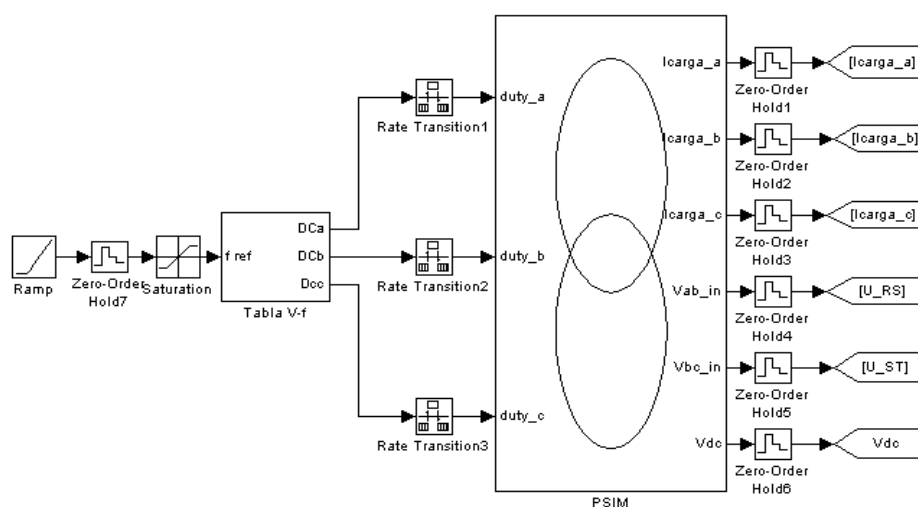


Figura 36. Diagrama del bloques del control escalar en Simulación.

La simulación en PSIM es igual que la Fig.30. salvo por la carga, en este caso se ha utilizado un bloque del motor asíncrono en el que se han introducido los parámetros del motor en estudio. Al eje de éste le conectamos el encoder para medir la velocidad.

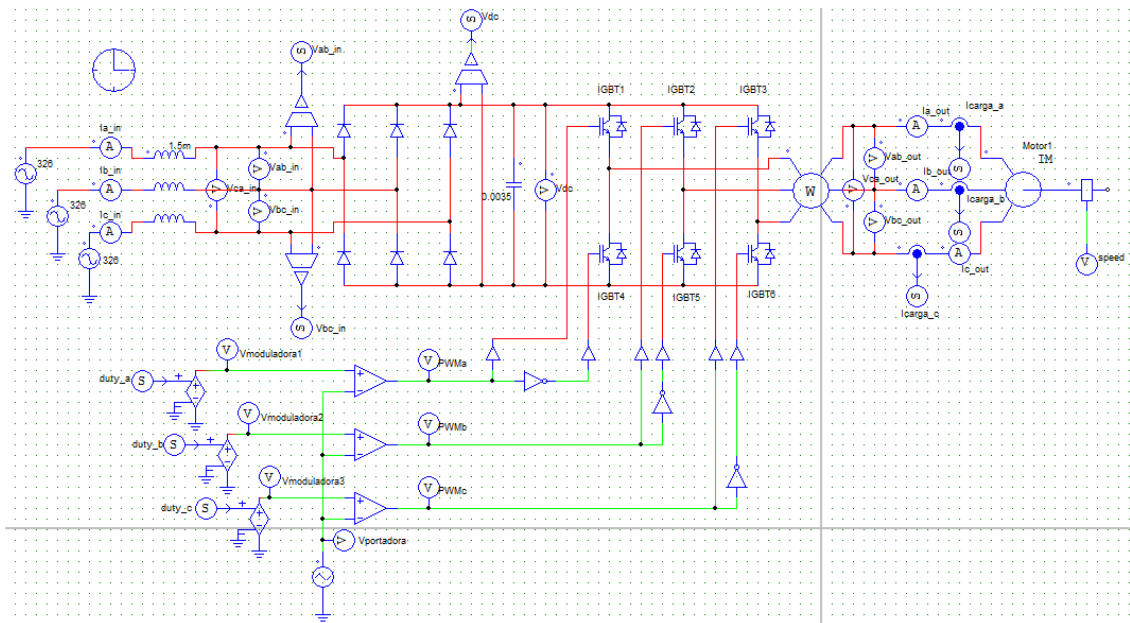


Figura 37. Planta en PSIM para el control del motor.

En la Fig.38 se muestran resultados obtenidos de la simulación del control escalar utilizando la curva tensión- frecuencia. Se puede observar en la gráfica de la velocidad como al control le cuesta estabilizarse a la consigna dada.

A pesar de la rampa de arranque, observamos que el pico de corriente son unos 150A. Pasado el transitorio de arranque, las corrientes de salida son equilibradas.

Las corrientes de entrada en régimen permanente tienen unos pequeños picos debido a las oscilaciones del bus de continua, y las oscilaciones de éste a su vez se deben a que la velocidad aun no se ha estabilizado.

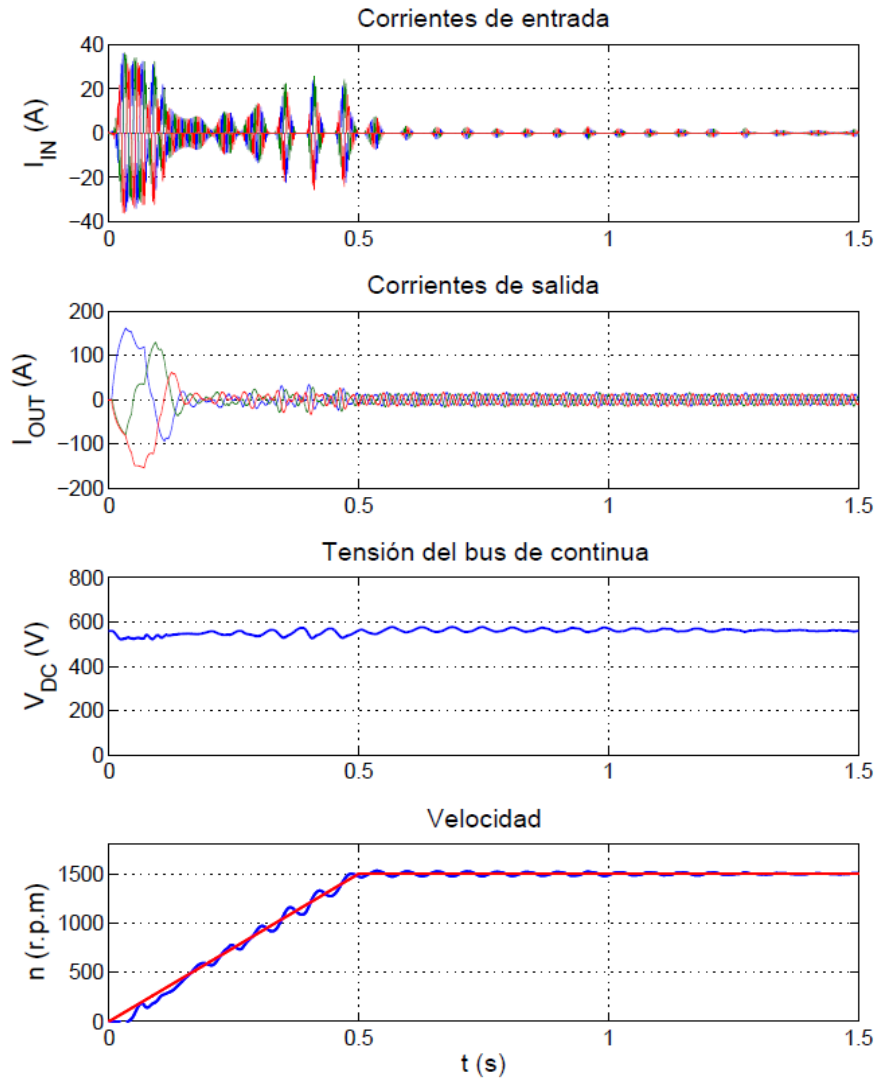


Figura 38. Resultados del control escalar en la Simulación.

4.3.3. ENSAYO

En la Fig.39 se muestra el diagrama de bloques implementado en Simulink y dSPACE para el control tensión-frecuencia. El bloque de medidas, la marcha y el paro son exactamente igual que en las implementaciones realizadas anteriormente en carga RL. Para el control V-f se ha escogido un bloque donde seleccionaremos la frecuencia deseada y el motor arrancará suavemente mediante la rampa implementada. La frecuencia de referencia será la entrada de ley de mando y su salida las tensiones moduladoras que entran al bloque generador de los impulsos de disparo de la tarjeta DS5101. A través de esta modulación, el control pone una tensión en bornas del motor para que éste gire a la velocidad que corresponde con la frecuencia asignada según la ecuación (4.9)

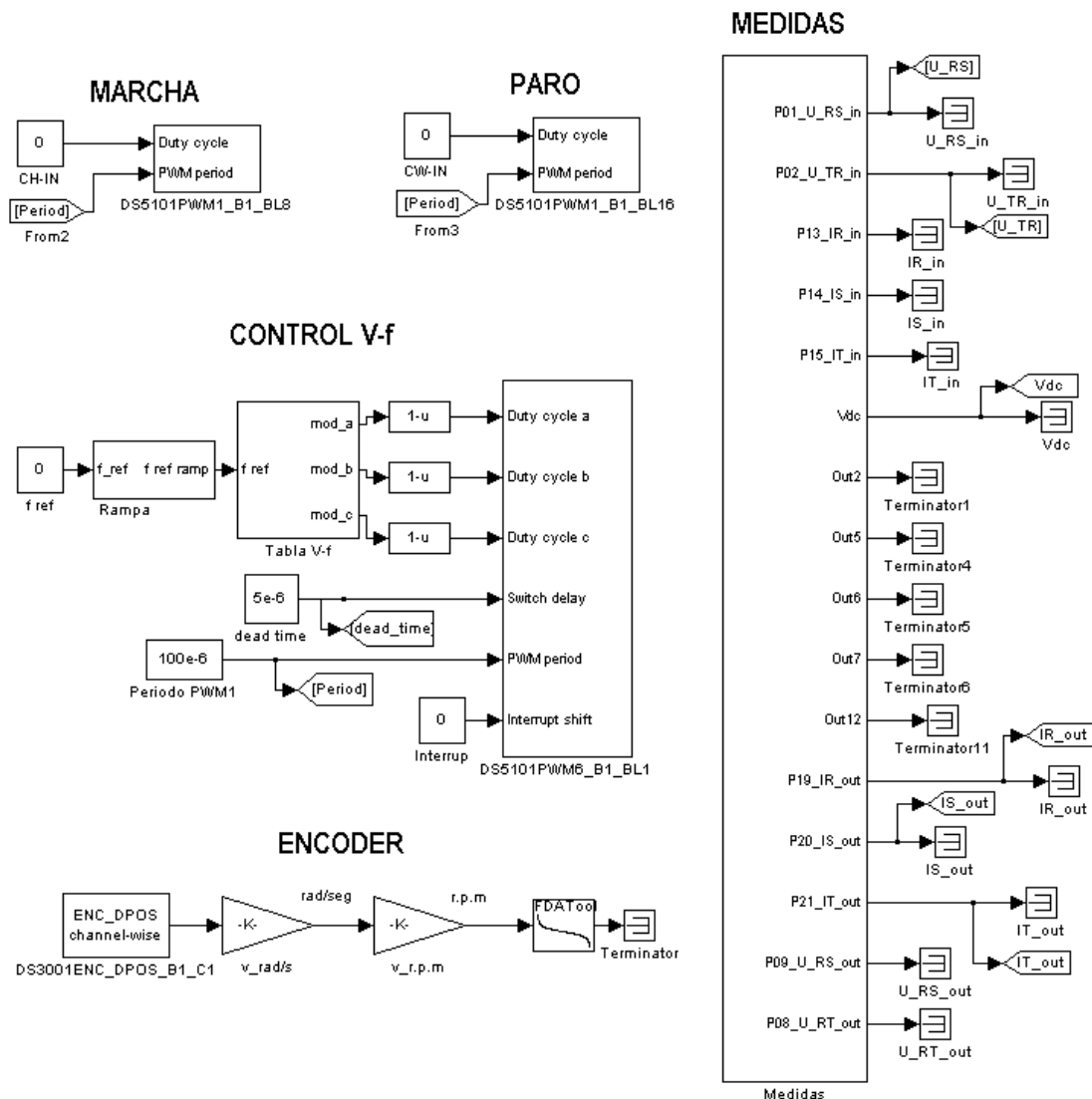


Figura 39. Diagrama de bloques del control escalar en Simulink/dSPACE en tiempo real.

Para una consigna de referencia de 50Hz, la respuesta del sistema es la que se muestra en la Fig.40. Al comparar estas gráficas con las correspondientes en la Simulación, observamos que la velocidad alcanza más rápidamente la consigna dada y con muchas menos oscilaciones. Esto se debe a que la simulación es ideal, la planta real está mucho más amortiguada debido a todos los componentes intermedios que no están reflejados en la simulación, como por ejemplo los ejes, el acoplamiento elástico entre los dos motores, los ventiladores de los motores, etc.

En las corrientes de entrada también se observa una diferencia, pues el motor, aunque esté en vacío, siempre va a requerir una pequeña corriente de entrada para compensar las pérdidas y seguir en la consigna dada.

Las corrientes de salida se ven saturadas en el arranque del motor, esto se debe a la limitación de las sondas de corriente utilizadas.

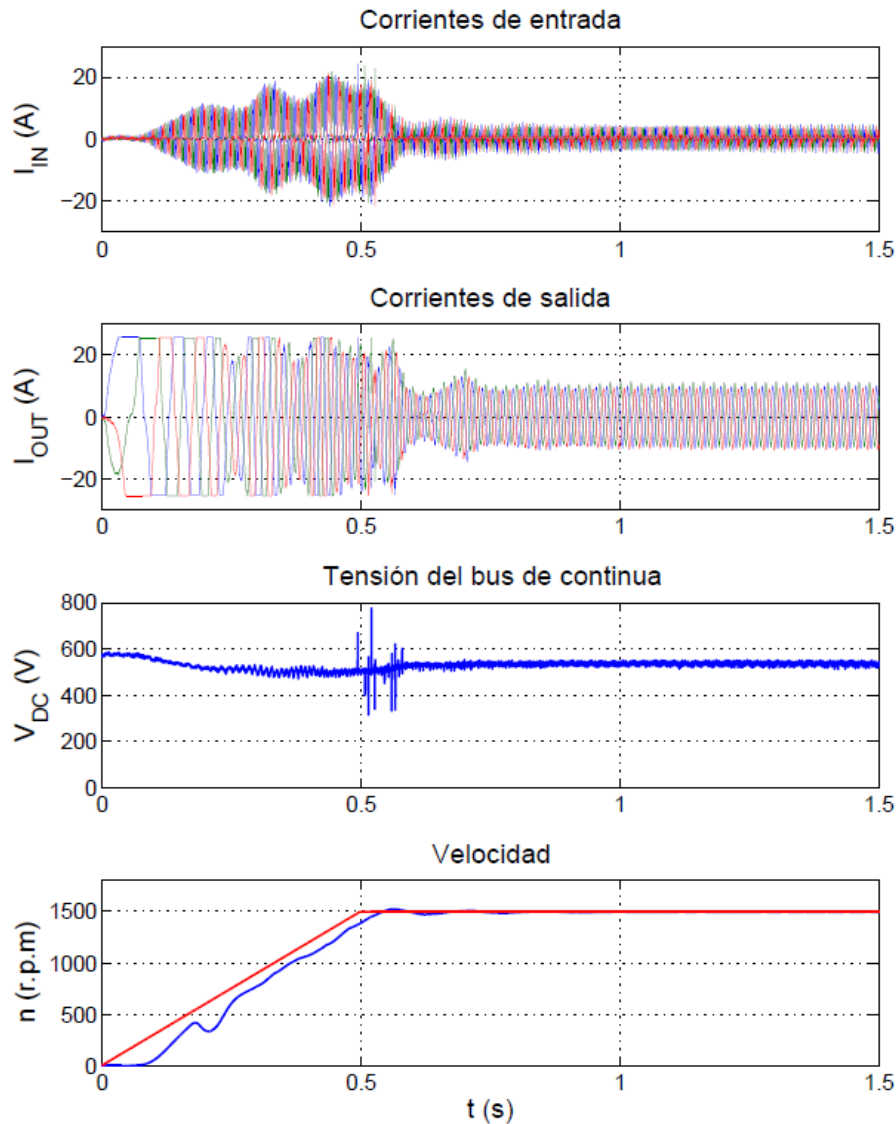


Figura 40. Resultados del control escalar en tiempo real en el arranque.

En la situación anterior, si se le da al sistema una referencia de frecuencia de 0Hz, el motor se frena. Los resultados de obtenidos de esta situación se muestran en la Fig.41. Se puede observar como sube la tensión del bus de continua, esto se debe a la energía de la frenada que se mete en los condensadores pues el rectificador impide que la energía se devuelva a la red.

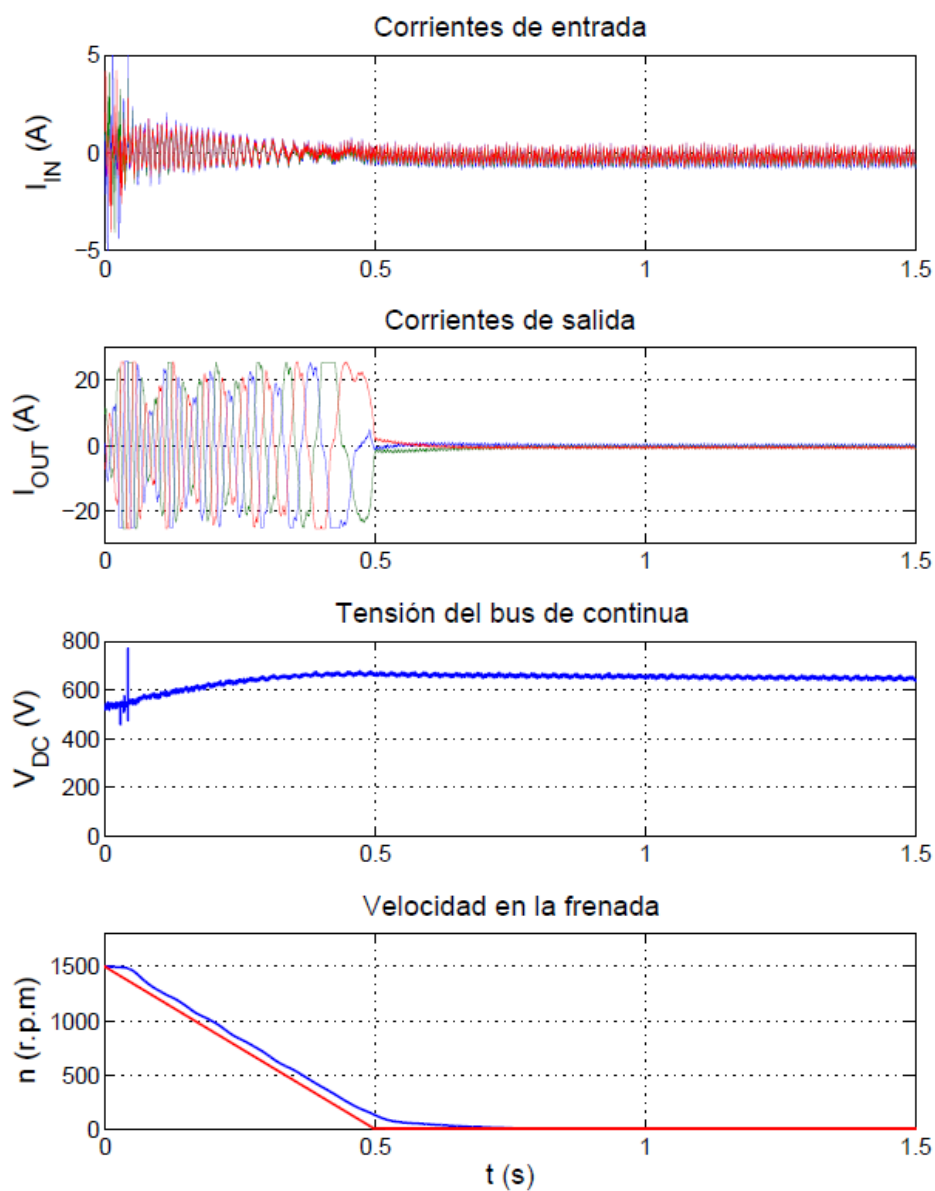


Figura 41. Resultados del control escalar en tiempo real en la frenada.

4.4. CONTROL DE VELOCIDAD

4.4.1. INTRODUCCIÓN

Para un control preciso de velocidad se requiere de un lazo de realimentación que incorpore la medida de la velocidad del motor. El esquema de la Fig.42 muestra el circuito correspondiente. Tras la rampa de arranque, la velocidad de referencia entra en un nudo sumador, donde se restan la velocidad de referencia y la velocidad medida. El error, salida del nudo, se procesa a través de un regulador Proporcional-Integral para reducir el error a cero y mejorar la dinámica del lazo de control. La salida del regulador es el deslizamiento que se suma con la velocidad medida. A través de una ganancia $2/60$, donde 2 es el número de pares de polos p , dicha suma de velocidades se transforma a frecuencia, que será la frecuencia de referencia para la ley de mando, la cual pondrá la tensión adecuada para la generación de la señal PWM para los impulsos de disparo del inversor. De esta manera, el inversor pone la tensión correspondiente a la velocidad de consigna en bornas del motor para que éste gire a la velocidad de referencia dada.

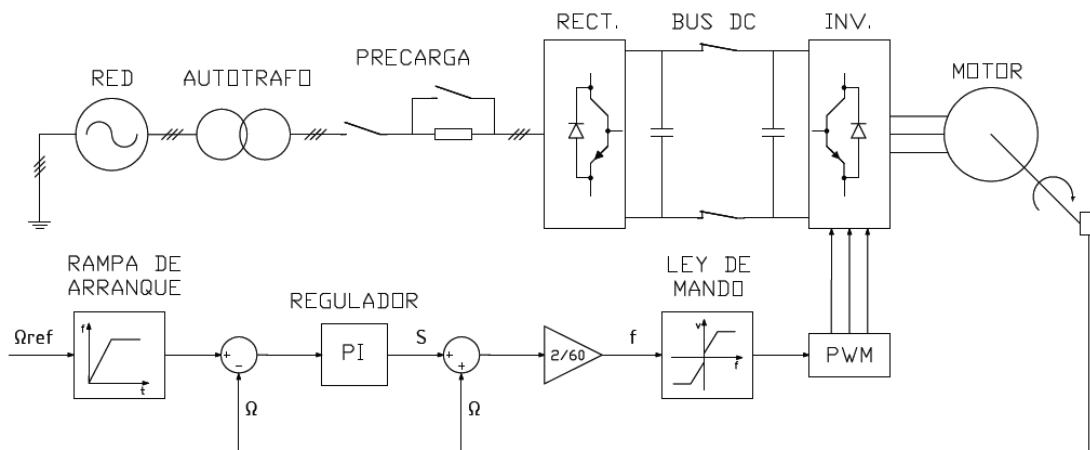


Figura 42. Esquema del control de velocidad con realimentación.

El cálculo del regulador PI se ha realizado según el método del óptimo simétrico [17], donde a partir de la inercia del motor y del tiempo de respuesta estimado del convertidor se obtienen las constantes: $K_p = 0,55$ y $K_i = 1,375$.

4.4.2. SIMULACIÓN

En la Fig.43 se muestra el diagrama de bloques realizado en Simulink para la simulación del control de velocidad en lazo cerrado.

La planta en PSIM de esta simulación es exactamente igual que la del control escalar en lazo abierto Fig.37.

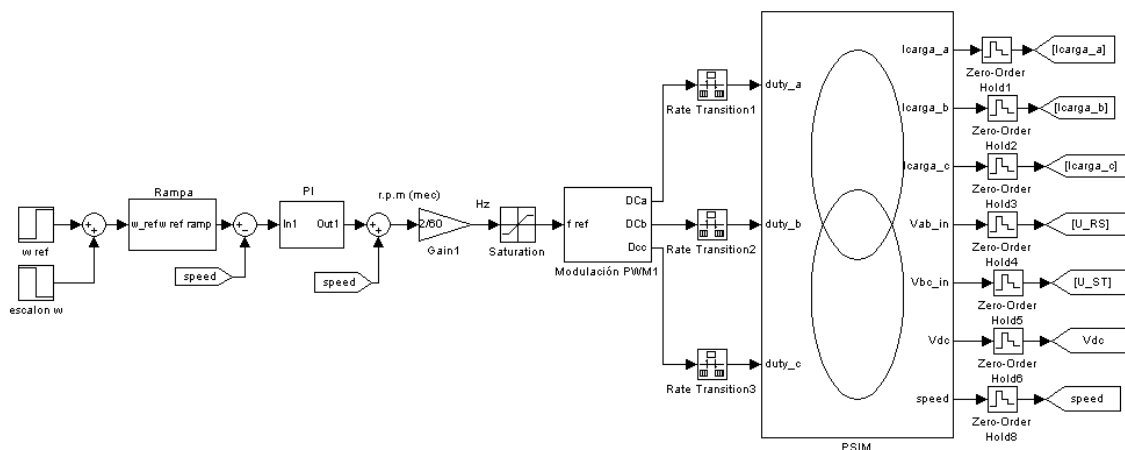


Figura 43. Diagrama de bloques del control de velocidad en Simulación.

Se van a realizar simulaciones con un regulador puramente Proporcional P y con un regulador Proporcional-Integral PI, para comparar las respuestas del sistema ante los dos tipos de reguladores y así tener una visión previa de lo que se obtendrá en la implementación en tiempo real, pues también se realizarán ensayos con ambos tipos de reguladores.

La Fig.44 muestra los resultados obtenidos en la simulación para una velocidad de referencia de 1500 r.p.m. utilizando un regulador P.

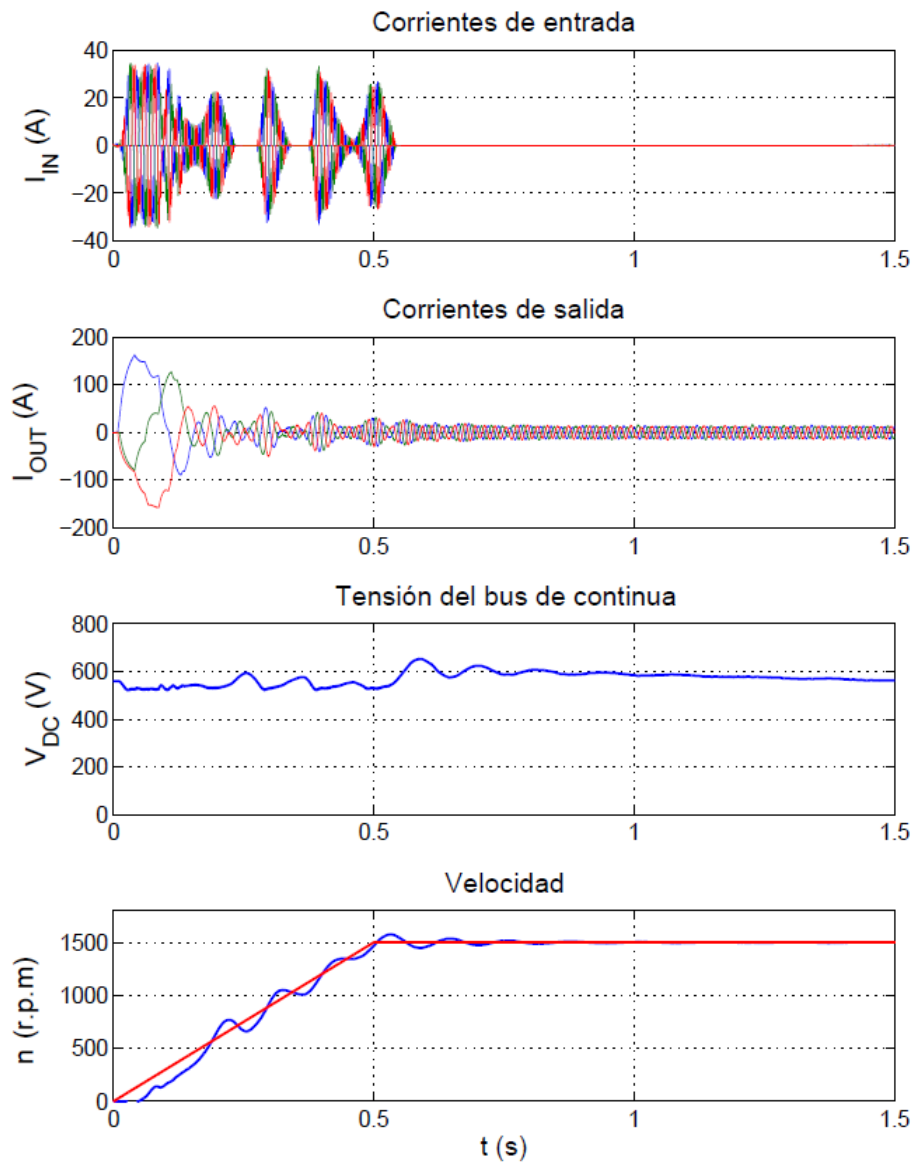


Figura 44. Resultados del control de velocidad con regulador P en el arranque en Simulación.

La Fig.45 muestra los resultados obtenidos en la simulación con un regulador Proporcional-Integral PI. Se ha simulado un arranque de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. y una frenada de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. Se puede observar como en el arranque la tensión del bus de continua tiene a bajar mientras que en la frenada sube como es de esperar.

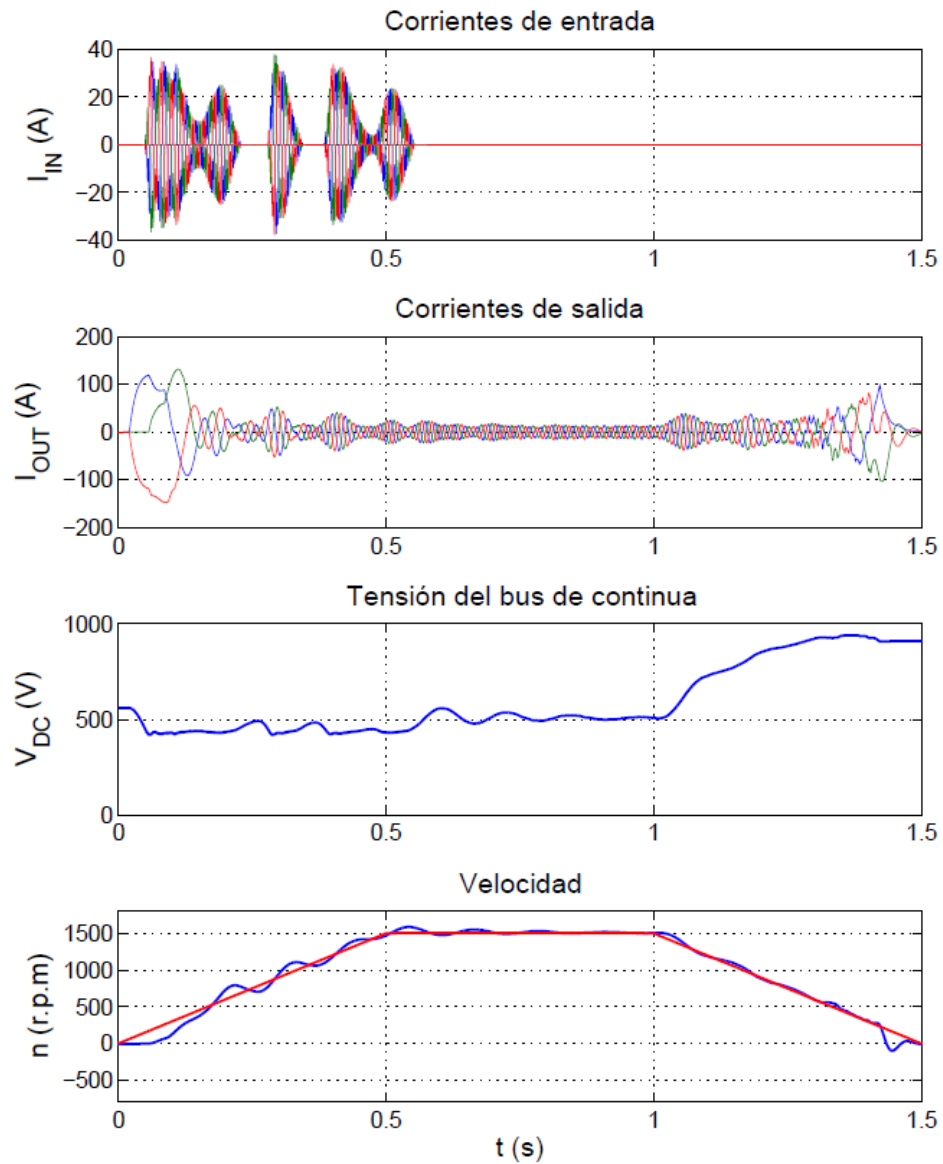


Figura 45. Resultados del control de velocidad con regulador PI en arranque y frenada en Simulación.

4.4.3 ENSAYO

La implementación del control de velocidad en lazo cerrado se muestra en la Fig.46.

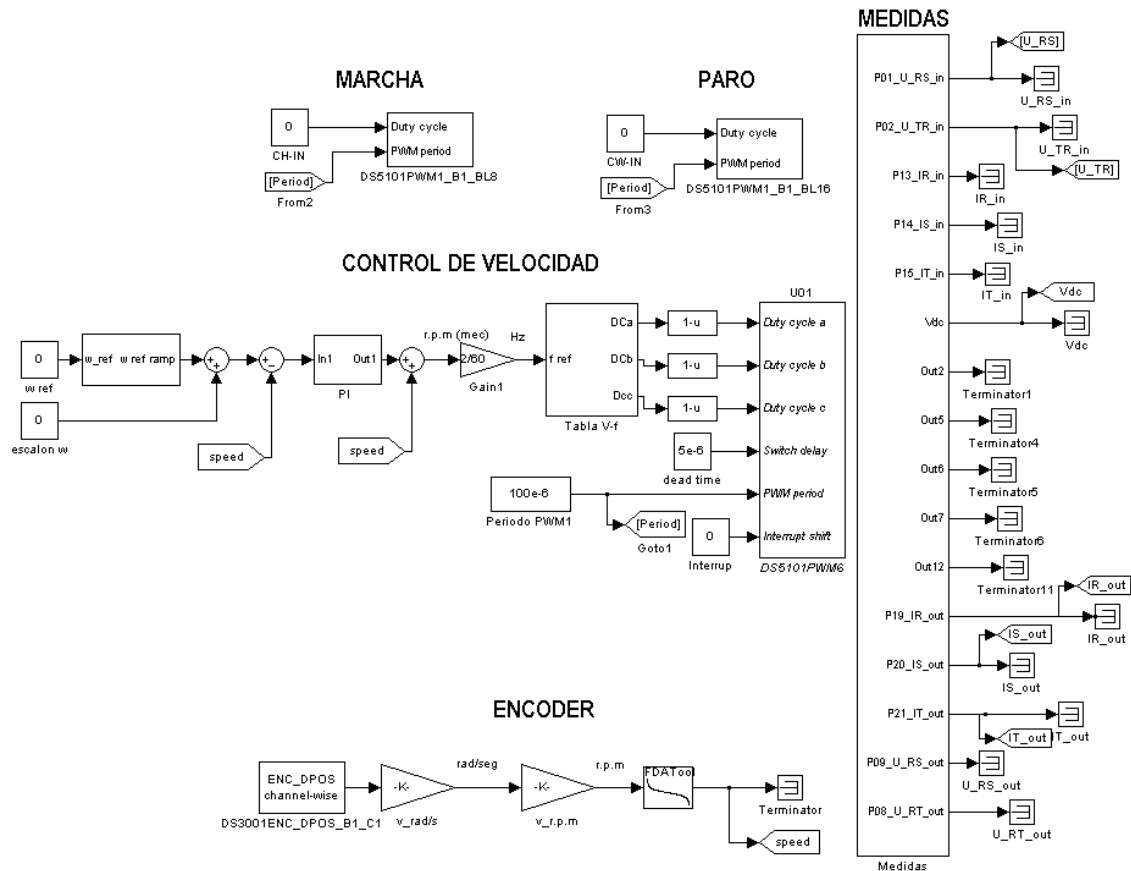


Figura 46. Diagrama de bloques del control de velocidad en Simulink/dSPACE en tiempo real.

Se han tomado registros de varios ensayos en el control de velocidad utilizando, como en la simulación, un regulador puramente Proporcional y un regulador Proporcional-Integral.

A continuación se van a enumerar los ensayos realizados y se explicarán en las gráficas correspondientes:

- Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador P, Fig 47.
- Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador P, Fig 48.
- Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI, Fig 49.
- Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador PI, Fig.50.
- Arranque del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI, Fig 51.
- Frenada del motor de -1500 r.p.m a 0 r.p.m. con regulador PI, Fig 52.
- Cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI, Fig 53.

a) Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador P.

Si comparamos estos resultados con las gráficas correspondientes en la simulación, Fig.44, se puede observar como el sistema es mucho más amortiguado que en la simulación. Como ocurría en el control escalar, el sistema real tiene un acoplamiento elástico, ventiladores en los motores y elementos intermedios que no están contemplados en la simulación lo que hace que el sistema sea más amortiguado y presente menos oscilaciones.

El zoom en las corrientes de salida muestra como éstas son trifásicas, equilibradas y desfasadas 120° cada una. Estas corrientes son generadas por el inversor trifásico a partir de la tensión del bus de continua y la modulación PWM.

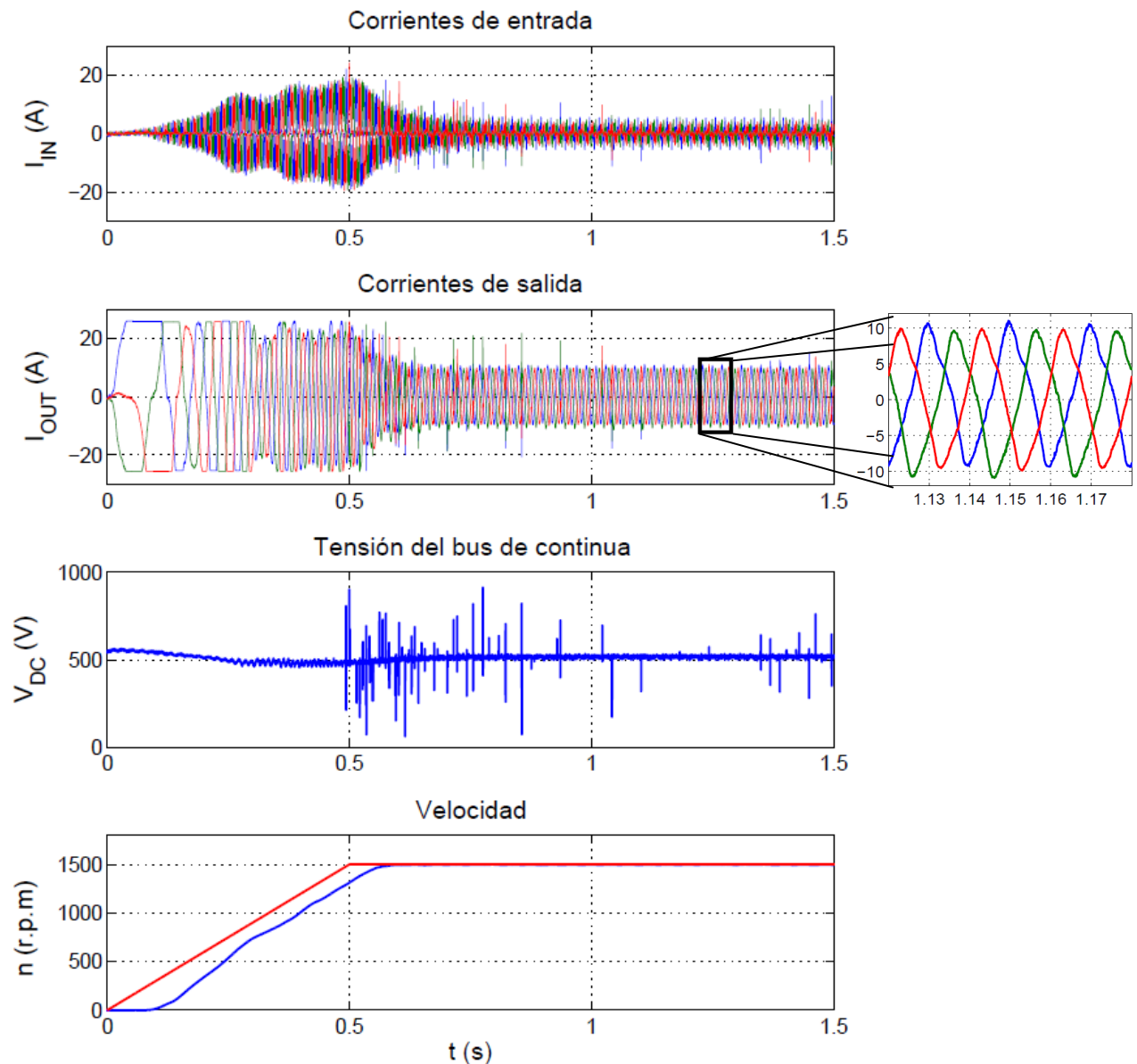


Figura 47. Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador P

b) Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador P

Ante una consigna de 0 r.p.m. el control hace que el motor se pare. En la frenada ocurre lo mismo que en el arranque, debido a que el sistema real es mas amortiguado que lo idealizado en la simulación, la respuesta en la frenada no tiene oscilaciones que sí presenta en la simulación.

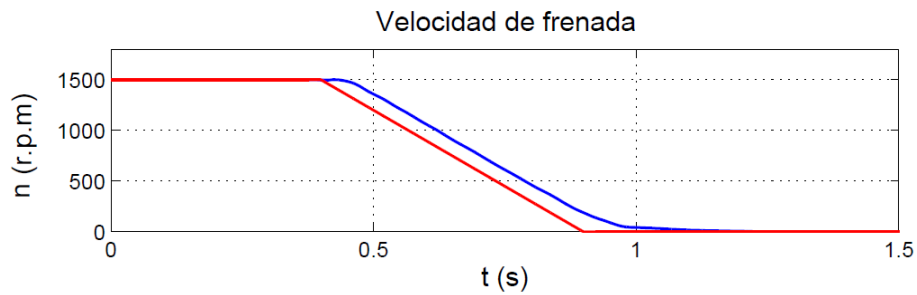


Figura 48. Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador P

c) **Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI**

Con un regulador PI, ante una consigna de velocidad, el sistema tiene un tiempo de respuesta más rápido aunque tiene una mayor sobreoscilación. En la simulación la respuesta del sistema con el regulador PI es rápida y no tiene esta sobreoscilación. Para obtener un ajuste preciso, sería necesario reajustar los parámetros del regulador PI en tiempo real.

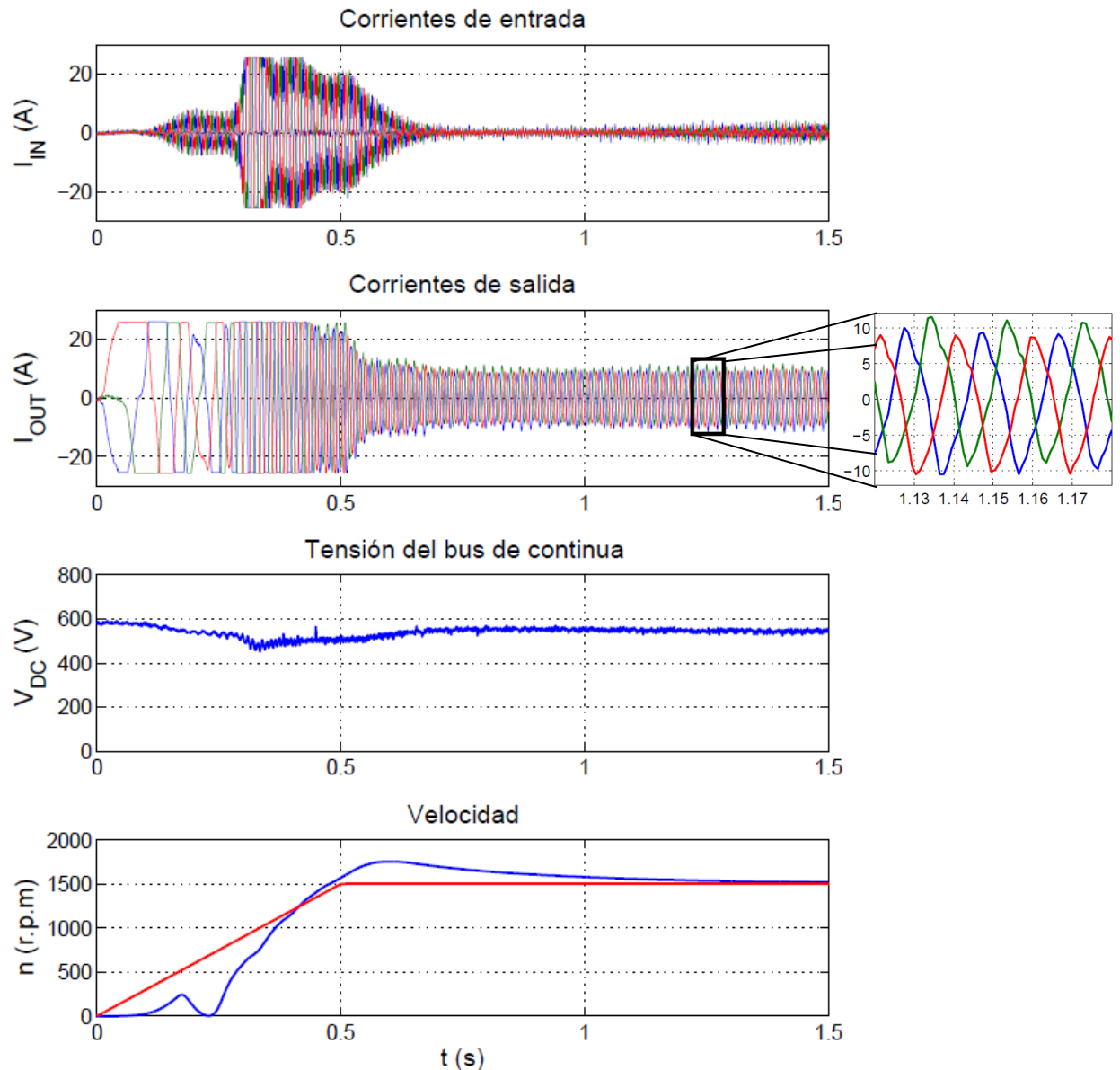


Figura 49. Arranque del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI

d) Frenada del motor de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. con regulador PI.

En la frenada, la tensión del bus de continua sube debido a la energía remanente que se ha comentado anteriormente, esta tensión baja muy lentamente hasta su valor nominal.

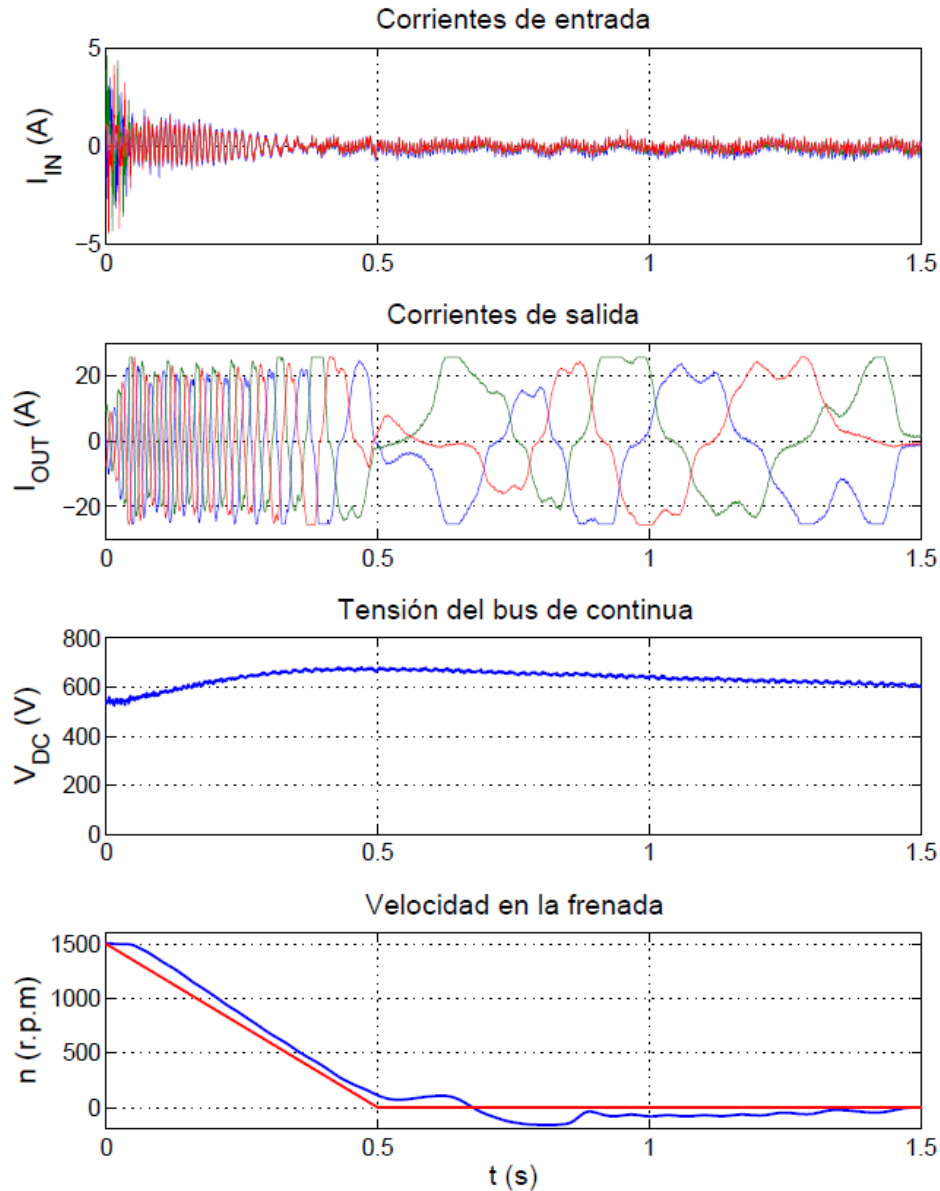


Figura 50. Frenada del motor de 0 r.p.m. a 1500 r.p.m. con regulador PI

e) **Arranque del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI.**

La única diferencia entre el arranque a 1500 r.p.m y el arranque a -1500 r.p.m es el sentido de giro del motor.

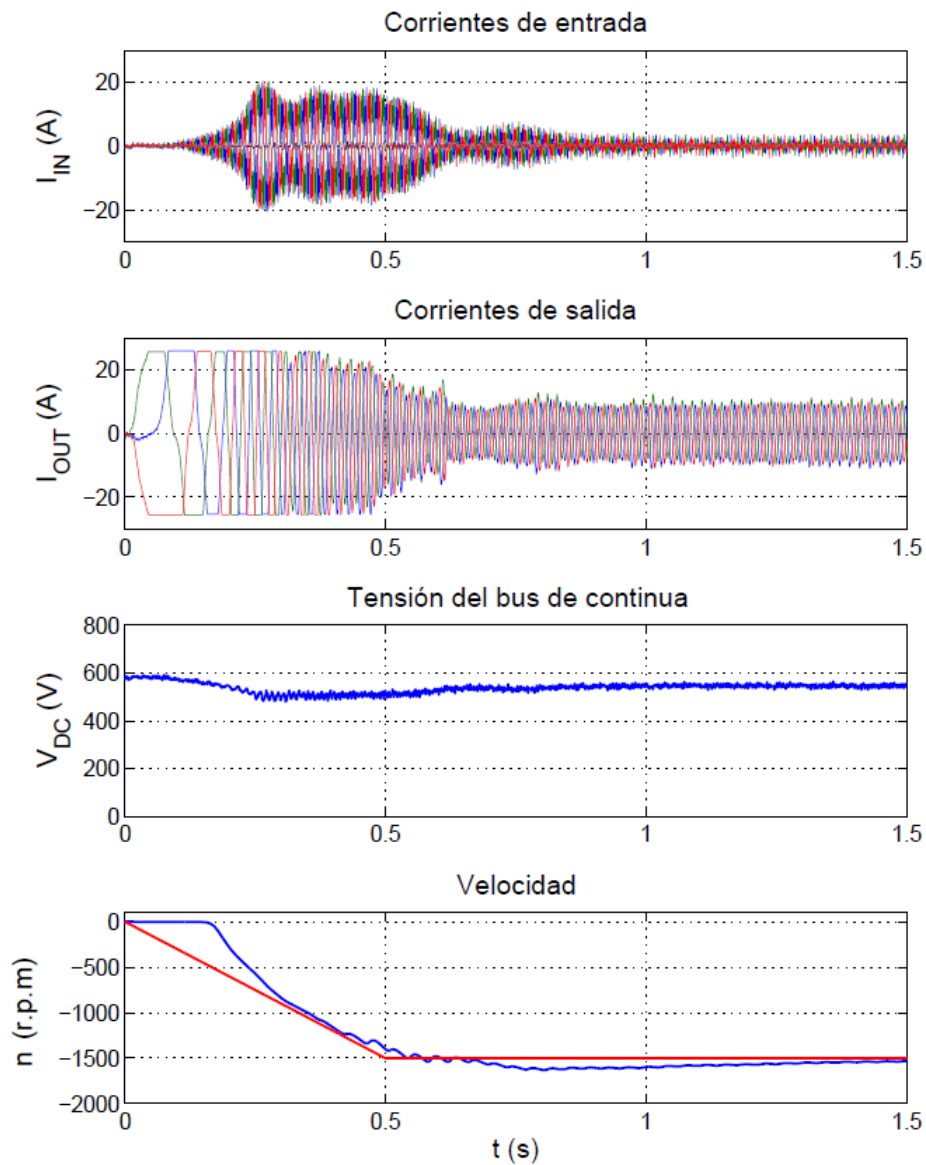


Figura 51. Arranque del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI

f) Frenada del motor de -1500 r.p.m a 0 r.p.m. con regulador PI.

Esta frenada es exactamente igual que la frenada de 1500 r.p.m. a 0 r.p.m. salvo por el sentido de giro del motor. Aproximadamente en el segundo 0,9 según la gráfica el motor se para y luego en el segundo 1,2 vuelve a girar muy lentamente. Esto puede ser debido a un fallo en el encoder.

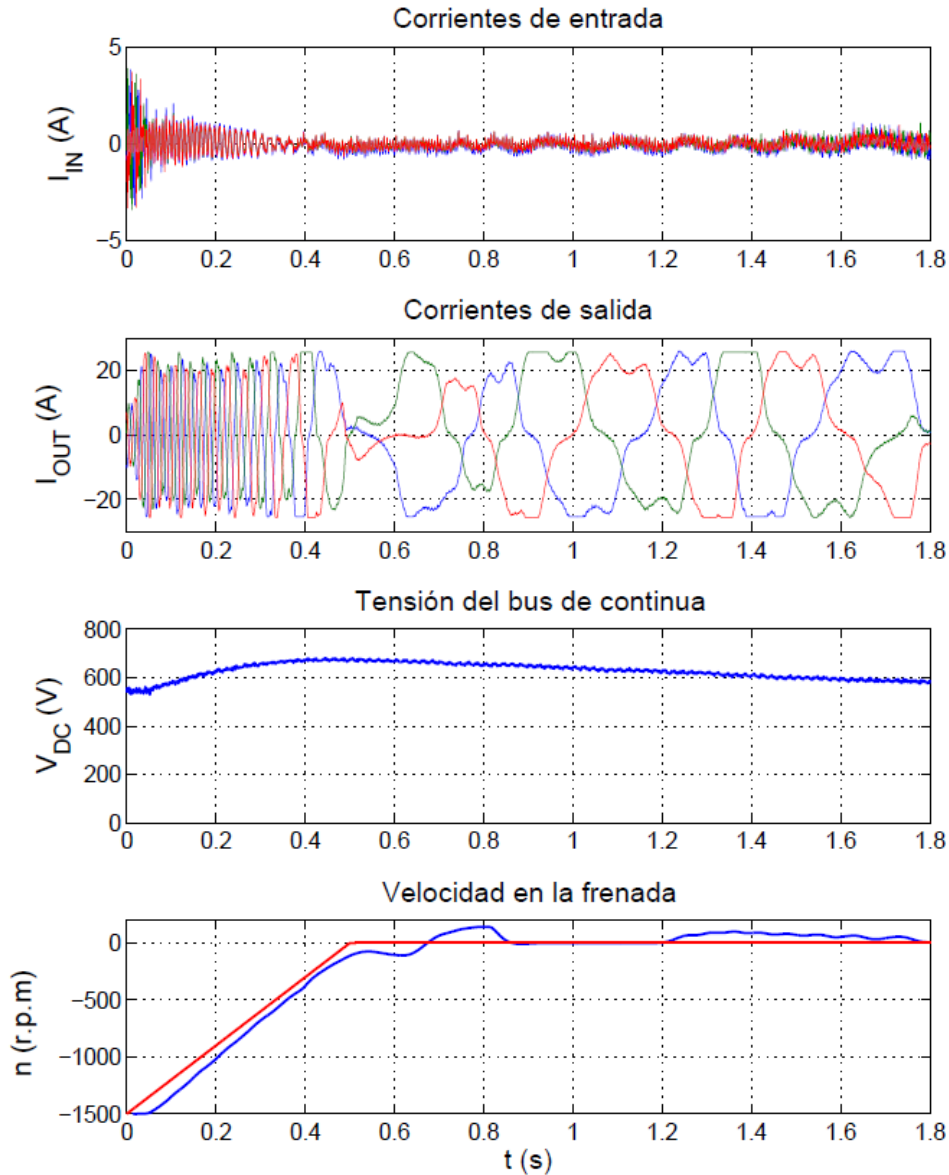


Figura 52. Frenada del motor de 0 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI

g) Cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI

Partiendo de la una velocidad del motor de 1500 r.p.m, se le da una consigna de referencia al control de -1500 r.p.m. Esto es, estando el motor girando en el sentido de las agujas del reloj, se le obliga a girar a la misma velocidad en sentido contrario. Para ello, el motor deberá frenarse y rápidamente arrancar en sentido contrario. Como es de esperar, en la frenada el bus de continua sube y en el arranque inmediato baja para luego estabilizarse en su valor nominal.

Debido a la bajada del bus de continua, el motor extrae corriente de entrada para poder volver a cargar el bus de continua.

El pico de las corrientes de salida está en torno a 150A, como se puede apreciar en la Fig.54 Para tener un control completo de las corrientes de salida, como las sondas de corriente utilizadas para el registro de los datos se saturaban en torno a ± 25 A, paralelamente se han tomado todos estos registros con el osciloscopio.

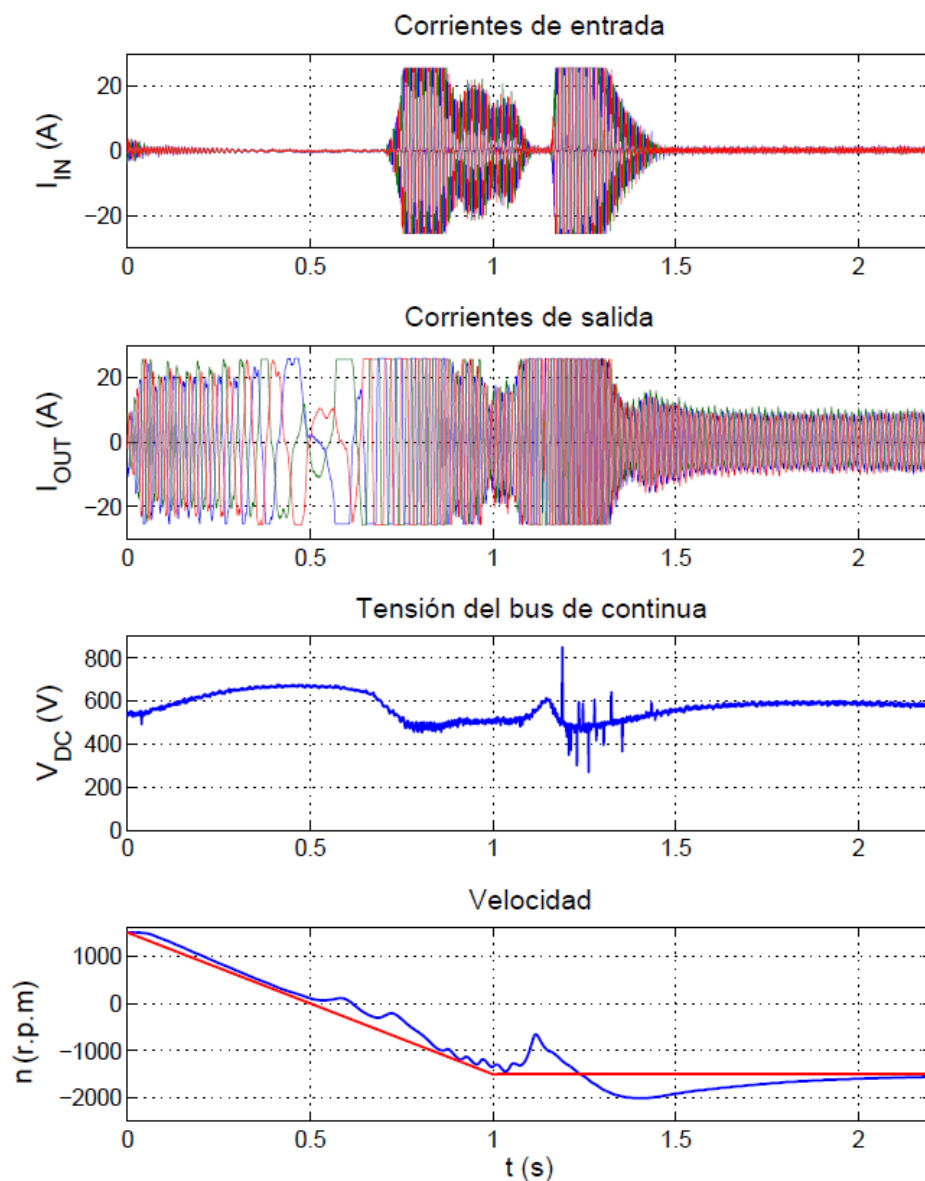


Figura 53. Cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI

La Fig. 54. muestra una de las fases de las corrientes en bornas del motor, corrientes de salida. Dicha medida se ha tomado a través de una pinza amperimétrica de ganancia 10mV/1A conectada al osciloscopio, en el cual observamos que la ganancia del canal es 500mV por división, o lo que es lo mismo 50A reales. Por tanto el pico de corriente es de 150A.

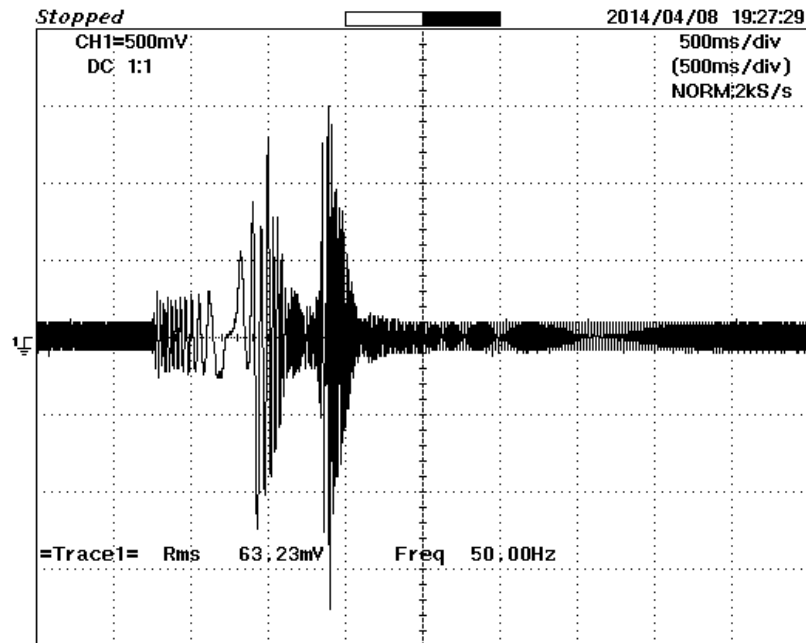


Figura 54. Fase R de las corrientes de salida en el cambio de velocidad de 1500 r.p.m. a -1500 r.p.m. con regulador PI

5. CONCLUSIONES

Se ha podido comprobar cómo se han cumplido los objetivos propuestos.

En primer lugar, se ha realizado un estudio de todos los componentes del armario, así como sus conexiones y funcionalidades iniciales.

En segundo lugar, se han diseñado y puesto en marcha las modificaciones necesarias para adaptarlo a nuestro sistema.

A continuación, se han estudiado diferentes tipos de controles de corriente en cargas pasivas y de velocidad en motores, tanto en simulación como en ensayos experimentales, verificándose el correcto funcionamiento de todo el equipo.

Por último, y como conclusión final, se ha desarrollado un armario de control para máquinas de inducción que permite su control en tiempo real. Dicho control se ha ejecutado con el sistema dSPACE, que permite la monitorización y el ajuste de las consignas en tiempo real, así como el registro de los datos obtenidos en los ensayos. Este sistema servirá como plataforma de ensayo para la verificación experimental de nuevos algoritmos de control.

6. TRABAJOS FUTUROS

Se van a enumerar posibles trabajos que podrían desempeñarse en el laboratorio con respecto al control de velocidad de máquinas asíncronas.

1. Reajuste del regulador PI de velocidad para una mejor respuesta del sistema.
2. Implementación de protecciones digitales temporizadas.
3. Realizar cambios en el par de carga.
4. Estudio, simulación y ensayo de otros tipos de modulaciones.
5. Diseño e implementación del control vectorial.
6. Estudio del control en funcionamiento como generador.
7. Estudio e implementación de huecos de tensión.
8. Control del motor mediante DSP en lugar de dSPACE.
9. Control en motores alimentados mediante baterías eléctricas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Jesús Fraile Mora, *Máquinas Eléctricas*, Sexta ed.: Mc Graw Hill, 2008.
- [2] Aenor, "UNE-EN 60034-28," Norma 2008.
- [3] Siemens, "Squirrel-cage motors 1LA-Aluminium housing," Datasheet.
- [4] dSPACE, "Hardware Installation and Configuration Reference", 2008
- [5] TRelectronic, "Encoder incremental IEH58-00036 ," Datasheet.
- [6] Semikron, "IGBT SKM 300GB128D ," Datasheet 2005.
- [7] Semikron, "Semikube GD Driver Target Data ," Datasheet.
- [8] LEM, "Voltage Transducer AV100 Series ," Datasheet.
- [9] LEM, "Voltage Transducer CV 3-500 ," Datasheet.
- [10] LEM, "Current Transducer LA 55-P ," Datasheet.
- [11] Releco, "MCR, C4-A40 ," Datasheet.
- [12] QT Optoelectronics, "TIL111 ," Datasheet.
- [13] Texas Instruments, "SN74HC32N ," Datasheet 2003.
- [14] Texas Instruments, "Voltage-level CD4504B ," Datasheet.
- [15] Joaquín Eloy-García Carrasco, "Control Directo de Potencia de Convertidores Electrónicos Conectados a la Red," Universidad Carlos III de Madrid, Tesis Doctoral 2007.
- [16] Monica Chinchilla Sánchez, "Control de un Sistema de Generación Eólica de Velocidad Variable con Generador Síncrono Multipolar de Imanes Permanentes Acoplado a Red," Universidad Carlos III de Madrid, Tesis Doctoral 2001.
- [17] Joaquín Eloy-García Carrasco, "Control escalar de máquinas asíncronas," Universidad Carlos III de Madrid, Apuntes de clase 2012.
- [18] Andrzej M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*.: Kluwer Academic, 1994.

ANEXO 1, TABLAS

Tabla 1. Medida de la Resistencia estática.

U_{dc} (V)	I (A)	V_{dc}/I (Ω)	R_s (Ω)
1,4	2,58	0,543	0,271
2,1	4,8	0,438	0,219
2,9	6,15	0,472	0,236
4	7,85	0,510	0,255
4,4	8,15	0,540	0,270
5	9,77	0,512	0,256
5,5	10	0,550	0,275
6,6	11,86	0,556	0,278
7,5	13,44	0,558	0,279
8,5	15,27	0,557	0,278
9	16	0,563	0,281
9,5	16,56	0,574	0,287
10,5	18,36	0,572	0,286

Tabla 2. Ensayo de vacío. Valores medidos.

f (Hz)	U_{L1} (V)	U_{L2} (V)	U_{L3} (V)	V_{f1} (V)	V_{f2} (V)	V_{f3} (V)	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)	P_o (W)	PF
49,98	86,9	87,2	87,2	55,3	47,7	48,6	3,96	4,44	4,04	175,7	0,253
49,99	92,5	92,8	92,9	58,5	50,9	51,9	3,96	4,4	4,04	176,2	0,242
50	100,4	100,7	100,9	63,1	55,4	56,4	3,98	4,38	4,02	179,3	0,228
50	108,2	108,5	108,8	67,7	59,9	60,9	4,1	4,48	4,12	184,1	0,216
50	123	123,1	123,7	76,2	68,3	69,4	4,22	4,56	4,2	188,9	0,186
49,98	120,9	121,1	121,6	75	67,2	68,3	4,24	4,58	4,22	188,7	0,191
49,96	122,5	122,6	123,2	75,9	68	69,2	4,28	4,6	4,26	190,0	0,186
49,97	141	141	141,9	86,7	78,6	79,9	4,64	4,96	4,58	199,4	0,16
49,98	148,3	148,3	149,3	90,9	82,7	84,1	4,78	5,12	4,72	199,2	0,15
49,98	162,7	162,7	164	99,3	91	92,6	5,1	5,48	5,04	204,9	0,13
50	174,5	174,3	175,8	106,2	97,7	99,4	5,46	5,86	5,36	215,1	0,121
50	193,9	193,6	195,6	117,6	108,7	110,7	5,98	6,36	5,82	233,9	0,108
50	201,6	201,4	203,4	122	113,2	115,2	6,18	6,64	6,04	232,5	0,1
50,01	207,6	207,3	209,2	125,4	116,6	118,6	6,34	6,86	6,2	232,7	0,093
49,99	220,7	220,2	222,3	133	124,1	126,1	6,76	7,3	6,58	244,7	0,088
50	234,9	234,1	236,3	141,2	132,2	134	7,26	7,86	7	256,3	0,081
50	244,2	243,3	245,6	146,6	137,5	139,4	7,56	8,18	7,28	264,8	0,077
50	263	262,1	264,3	157,4	148,3	150,2	8,24	8,92	7,94	281,7	0,069
50,02	272,9	271,8	274	163,1	154	155,8	8,66	9,36	8,3	294,3	0,069
50,02	281,9	280,8	283	168,3	159,2	161	9,02	9,76	8,64	302,5	0,063
50,01	300,8	299,5	301,6	179,1	170	171,8	9,92	10,72	9,5	333,9	0,062
50,02	315,6	314,1	316,1	187,6	178,6	180,1	10,66	11,52	10,12	359,7	0,059
50,01	331,6	329,9	331,6	196,6	187,8	189,1	11,5	12,5	10,84	380,7	0,053
50,01	338,9	337,1	338,8	200,8	192	193,2	12	13,06	11,3	397,9	0,052
50,01	350,9	349,1	350,8	207,7	198,9	200,2	12,78	13,84	12,06	431,1	0,052
50,02	358,9	357,1	358,6	212,3	203,6	204,7	13,46	14,66	12,68	438,7	0,05
50,02	372,4	370,4	372	220,1	211,3	212,4	14,62	15,9	13,78	482,8	0,045
50,02	383,6	381,4	383,3	226,6	217,6	218,8	15,9	17,14	15,02	566,0	0,052
50,02	390	387,9	389,7	230,3	221,4	222,6	16,54	18	15,76	562,9	0,047

Tabla 3. Ensayo de vacío. Cálculo de las pérdidas.

P₀ (W)	P_{cu} (W)	P_{fe} + P_m(W)
175,7	13,77	161,96
176,2	13,68	162,51
179,3	13,64	165,68
184,1	14,35	169,75
188,9	14,99	173,86
188,7	15,13	173,60
190,0	15,37	174,59
199,4	17,90	181,53
199,2	19,02	180,13
204,9	21,71	183,22
215,1	24,76	190,37
233,9	29,35	204,54
232,5	31,66	200,82
232,7	33,50	199,19
244,7	37,91	206,83
256,3	43,55	212,80
264,8	47,16	217,60
281,7	56,07	225,65
294,3	61,65	232,61
302,5	66,92	235,56
333,9	80,85	253,03
359,7	92,85	266,84
380,7	108,03	272,67
397,9	117,66	280,22
431,1	133,16	297,92
438,7	148,15	290,55
482,8	174,66	308,18
566,0	205,57	360,46
562,9	225,18	337,71

Tabla 4. Ensayo de vacío. Cálculo de los parámetros de vacío.

$\cos\varphi_0$	$\text{sen}\varphi$	$I_{fe} \text{ (A)}$	$I_\mu \text{ (A)}$	$R_{fe} \text{ (}\Omega\text{)}$	$X_\mu \text{ (}\Omega\text{)}$
0,014	0,939	0,059	3,89	855,11	12,98
0,014	0,938	0,059	3,88	911,62	13,86
0,018	0,857	0,072	3,54	804,31	16,49
0,021	0,740	0,089	3,13	707,14	20,06
0,023	0,677	0,098	2,93	731,21	24,33
0,023	0,678	0,098	2,95	716,84	23,81
0,023	0,652	0,101	2,86	701,21	24,88
0,025	0,585	0,116	2,76	702,44	29,56
0,022	0,716	0,105	3,49	815,86	24,63
0,021	0,758	0,107	3,95	882,79	23,90
0,022	0,693	0,123	3,85	820,58	26,24
0,025	0,554	0,153	3,36	734,49	33,47
0,022	0,711	0,136	4,47	855,84	26,12
0,020	0,784	0,128	5,07	938,35	23,72
0,020	0,761	0,140	5,24	909,28	24,38
0,020	0,780	0,147	5,75	925,15	23,61
0,020	0,781	0,153	5,99	925,49	23,55
0,019	0,810	0,159	6,78	953,65	22,43
0,019	0,805	0,168	7,06	936,40	22,31
0,018	0,828	0,169	7,57	963,46	21,51
0,019	0,808	0,192	8,11	904,14	21,40
0,019	0,799	0,208	8,61	873,86	21,16
0,018	0,845	0,209	9,81	916,16	19,49
0,018	0,846	0,217	10,26	899,76	19,04
0,019	0,827	0,239	10,67	846,93	18,97
0,016	0,892	0,222	12,13	933,38	17,05
0,016	0,891	0,241	13,16	890,34	16,31
0,020	0,793	0,313	12,71	706,26	17,39
0,016	0,891	0,274	14,94	820,54	15,05

Tabla 5. Ensayo de cortocircuito. Valores medidos.

f (Hz)	U _{L1} (V)	U _{L2} (V)	U _{L3} (V)	V _{r1} (V)	V _{r2} (V)	V _{r3} (V)	I ₁ (A)	I ₂ (A)	I ₃ (A)	P _{cc} (W)
50,01	20,2	20,4	20	16,5	7,7	8,8	5,62	6,7	5,68	49,9
50,01	24,3	24,5	24,3	19	12,2	13,5	7,52	8,98	7,66	105,2
50,01	26,1	26,3	26,2	20	13,2	14,5	8,58	10,16	8,74	123,4
49,99	30	30,2	30,3	22,3	15,3	16,7	10,68	12,54	10,92	166,5
49,99	31,3	31,6	31,8	23,1	16	17,4	11,5	13,42	11,76	184,7
50	34,1	34,3	34,7	24,7	17,5	18,9	13,04	15,1	13,36	217,2
50,01	37,9	38,3	39,2	27,1	19,7	21,2	15,4	17,62	15,84	271,7
50,01	41,3	41,8	43	29,3	21,6	23,3	17,38	19,74	17,94	324,7
50,01	44,3	44,8	46,4	31,1	23,3	25	19,22	21,58	19,84	377,0
50,02	46,9	47,6	49,6	32,8	24,8	26,7	21	23,2	21,58	431,8
50,01	50,6	51,4	54,2	35,3	26,9	29,1	23,34	25,62	24,16	494,0
50,01	51,5	52,3	55,2	35,8	27,4	29,6	23,9	26,12	24,7	510,4
50,02	53	54,1	57,4	36,9	28,3	30,8	25	27,26	25,8	540,1
50,01	55,6	56,6	60,4	38,5	29,7	32,3	26,62	28,76	27,54	589,9
50,01	56,6	57,6	61,7	39,2	30,3	33	27,28	29,36	28,22	612,2
50,02	59	60	64,9	40,9	31,5	34,5	28,84	30,92	29,88	658,0
50,02	60,4	61,4	66,4	41,7	32,3	35,4	29,76	31,68	30,82	694,3
50,02	62,7	63,8	69,3	43,3	33,6	36,9	31,26	33,2	32,38	747,1
50,03	65,3	66,5	72,3	44,9	35,1	38,6	32,98	34,84	34,24	805,2

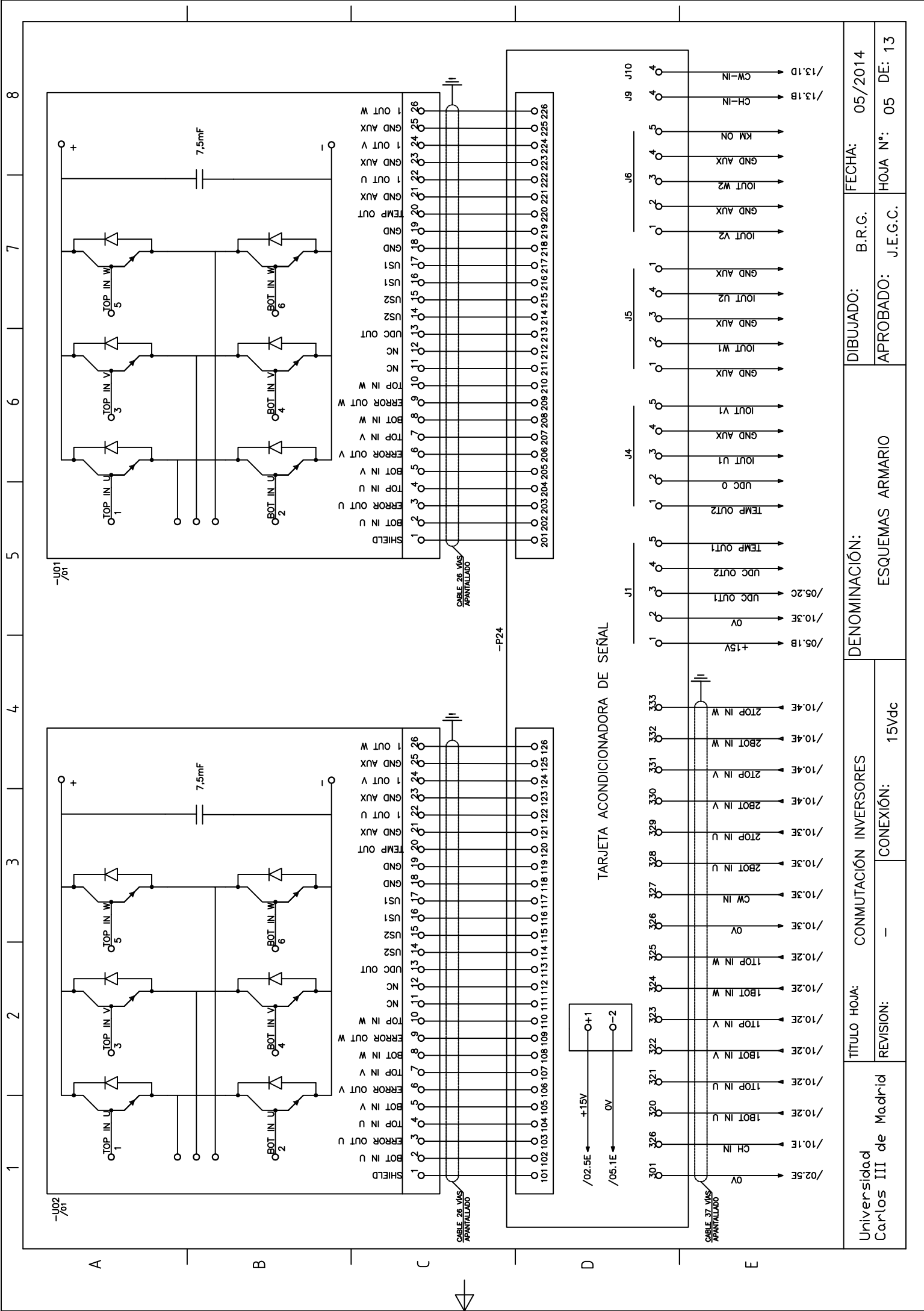
Tabla 6. Ensayo de cortocircuito. Cálculo de los parámetros de cortocircuito.

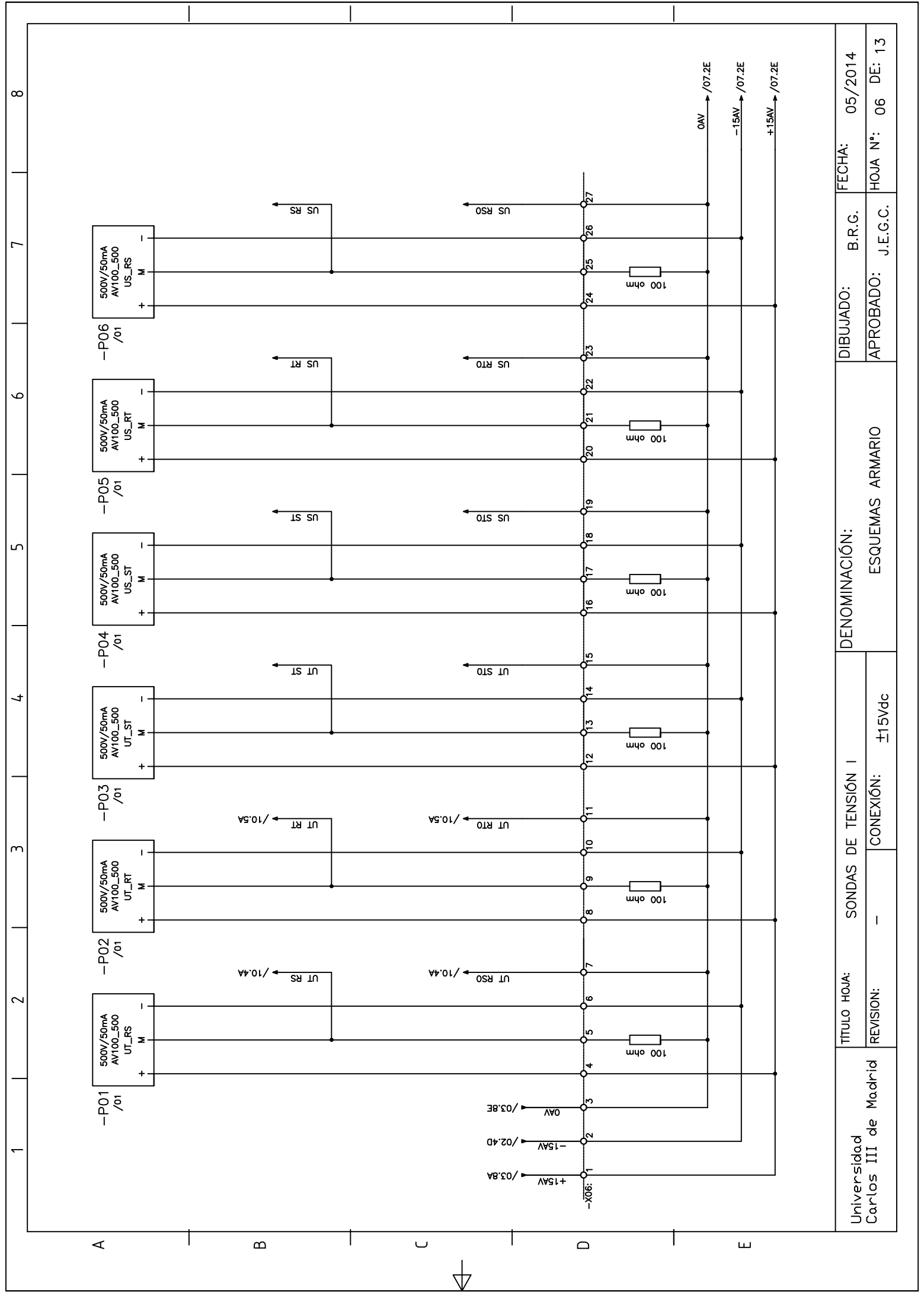
cosφ _{cc}	R _{cc} (Ω)	X _{cc} (Ω)
0,252	0,462	1,774
0,292	0,541	1,769
0,282	0,490	1,665
0,269	0,429	1,532
0,267	0,412	1,484
0,257	0,378	1,423
0,245	0,341	1,349
0,238	0,321	1,309
0,235	0,308	1,273
0,234	0,299	1,246
0,222	0,277	1,217
0,221	0,274	1,211
0,216	0,266	1,201
0,212	0,257	1,184
0,211	0,255	1,181
0,206	0,246	1,167
0,206	0,245	1,160
0,203	0,239	1,151
0,200	0,232	1,139

Tabla 7. Ensayo en carga.

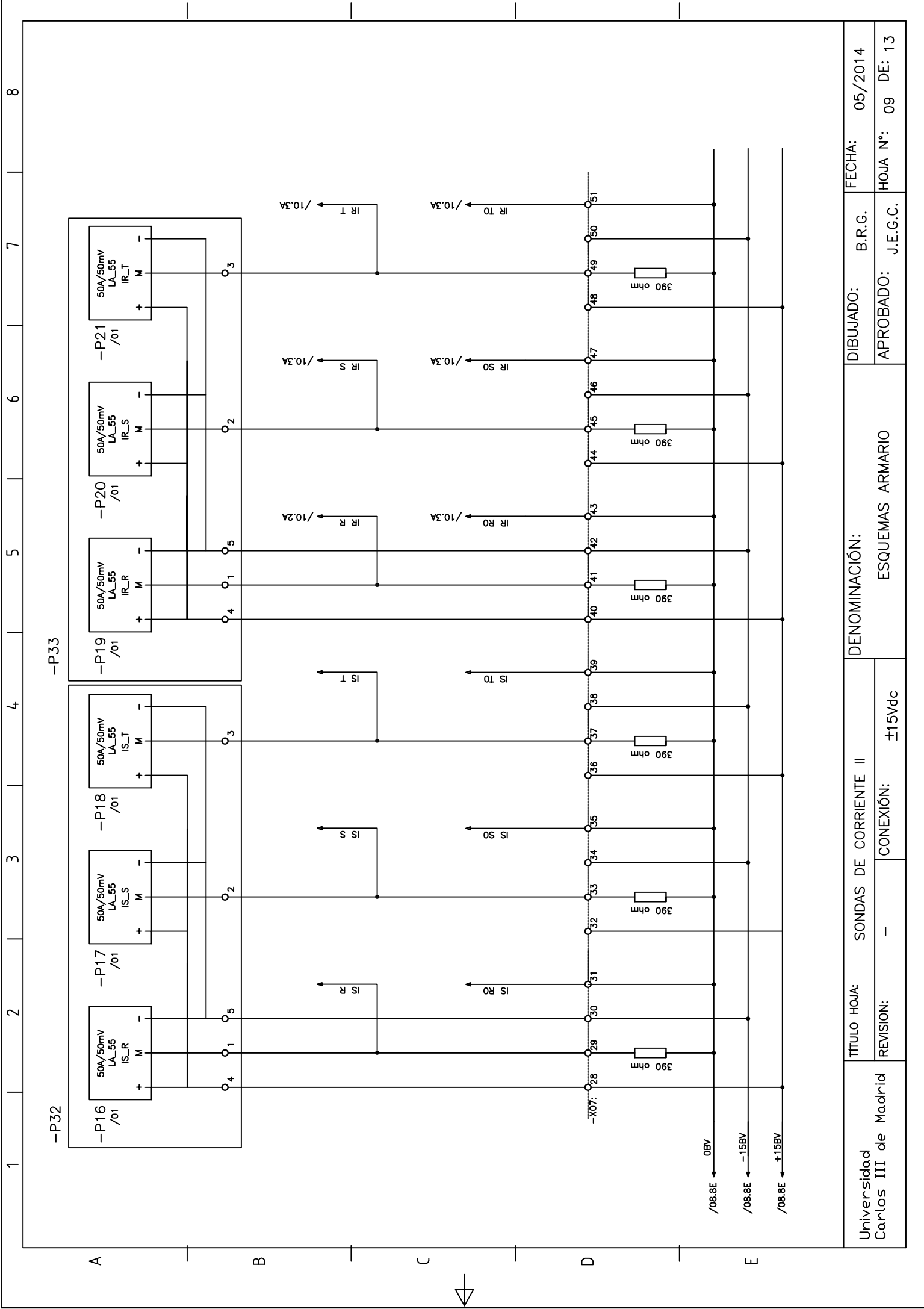
	U _L 1 (V)	U _L 2 (V)	U _L 3 (V)	I ₁ (A)	I ₂ (A)	I ₃ (A)	N (rpm)	f (Hz)	P (W)	cosφ
Func. Motor	100,6	100,7	99,2	6,76	7	6,58	1426	48,8	978,4	0,832
	101,5	101,8	100,9	4,94	5,06	4,96	1438	49,2	681,2	0,777
Funcionamiento Generador	101,4	101,2	101,7	2,52	2,28	2,38	1461	50	-50	0,132
	101,1	100,4	101,7	4,36	4	3,9	1476	50,5	-497,2	0,698
	101,5	99,8	102,3	8,66	8,74	7,89	1500	51,3	-1251,8	0,83
	105,5	98,3	102	13,96	14,02	12,64	1526	52,2	-1952	0,822
	101,3	96,8	101,4	17,98	18,3	16,5	1549	53	-2406	0,79
	101,4	95,6	101,4	22,02	22,42	20,08	1576	53,9	-2762	0,747
	101,7	94,6	101,1	25,2	25,7	22,86	1599	54,7	-2990	0,707
	101,4	93,6	100,3	27,9	28,58	25,4	1625	55,6	-3092	0,663
	101,4	92,7	100	29,84	30,58	27,12	1649	56,4	-3104	0,625
	101,4	92,3	99,5	31,82	32,64	28,94	1675	57,3	-3082	0,586
	101,6	92	99	33,42	34,34	30,44	1701	58,2	-3018	0,551

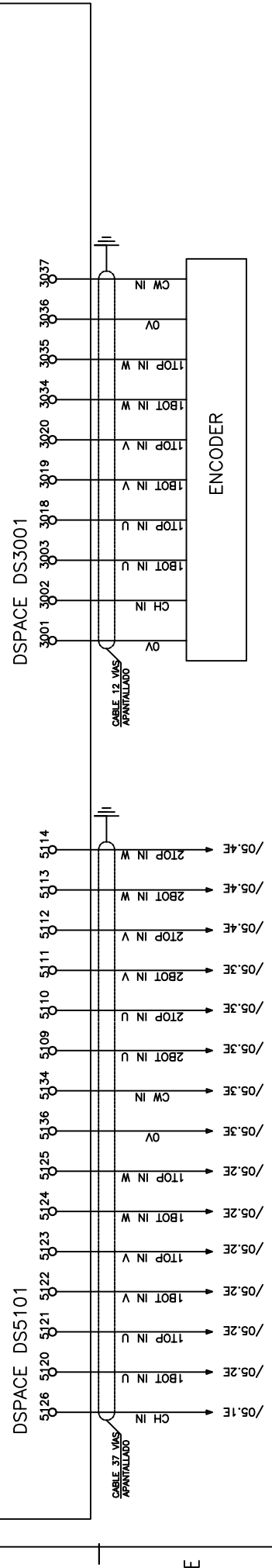
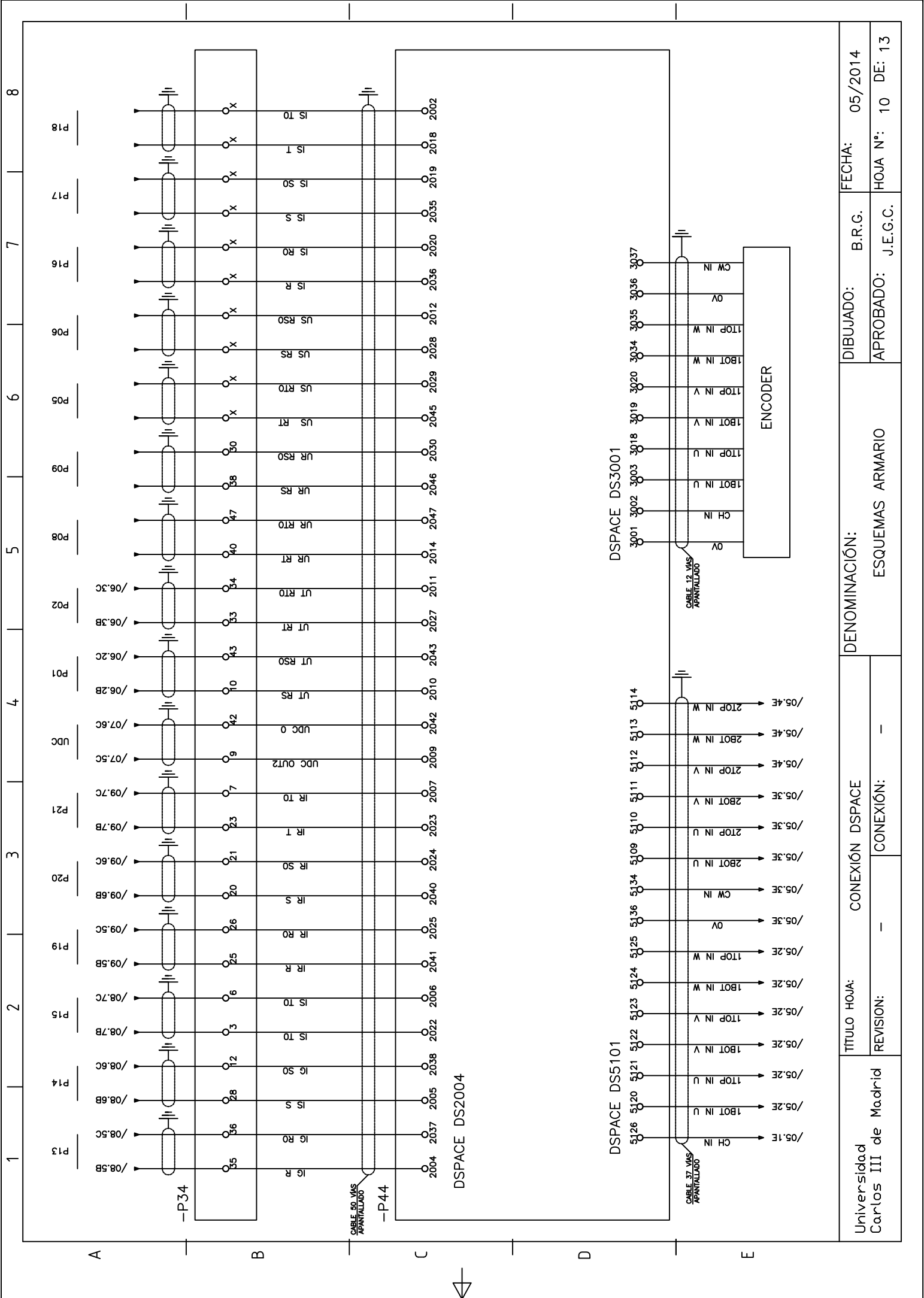
ANEXO 2, ESQUEMAS ARMARIO



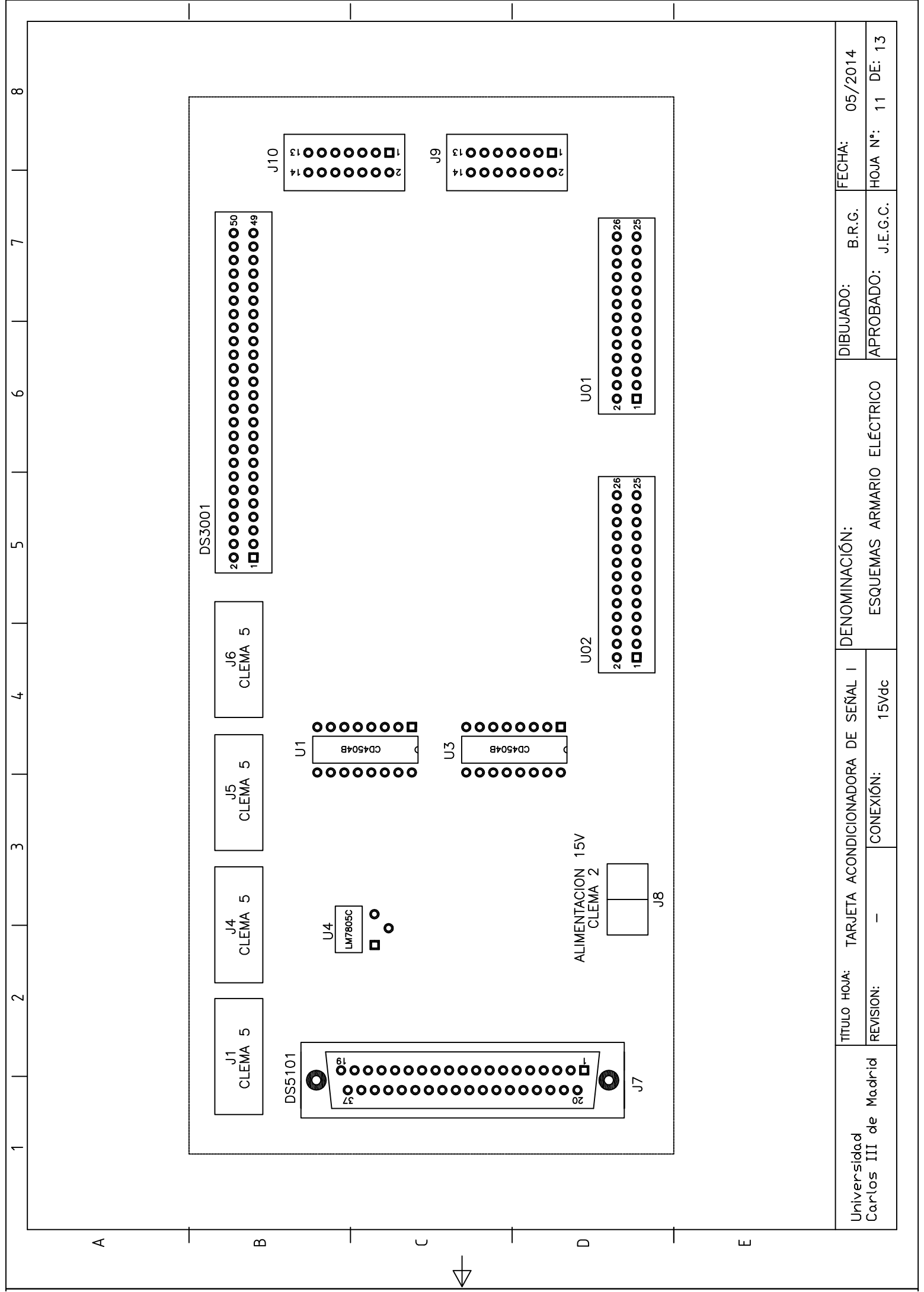


Universidad Carlos III de Madrid	TITULO HOJA:	SONDAS DE TENSIÓN I		DENOMINACIÓN:		DIBUJADO:	B.R.G.	FECHA:	05/2014
	REVISIÓN:	-		CONEXIÓN:	±15Vdc	ESQUEMAS ARMARIO	APROBADO:	J.E.G.C.	HOJA N°: 06 DE: 13





Universidad Carlos III de Madrid	TÍTULO HOJA: CONEXIÓN DSPACE		DENOMINACIÓN: ESQUEMAS ARMARIO	DIBUJADO: B.R.G.	FECHA: 05/2014
	REVISIÓN:	CONEXIÓN: -			
			APROBADO: J.E.G.C.	HOJA N°: 10	DE: 13



Universidad Carlos III de Madrid	TÍTULO HOJA:	TARJETA ACONDICIONADORA DE SEÑAL I	DENOMINACIÓN:		DIBUJADO:	B.R.G.	FECHA:	05/2014
	REVISIÓN:	-	CONEXIÓN:	15Vdc	ESQUEMAS ARMARIO ELÉCTRICO	APROBADO:	J.E.G.C.	HOJA N°: 11 DE: 13

A

B

C

D

E

1

2

3

4

5

6

7

8

9

10

11

12

13

14

15

16

17

18

19

20

21

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

66

67

68

69

70

71

72

73

74

75

76

77

78

79

80

81

82

83

84

85

86

87

88

89

90

91

92

93

94

95

96

97

98

99

100

101

102

103

104

105

106

107

108

109

110

111

112

113

114

115

116

117

118

119

120

121

122

123

124

125

126

127

128

129

130

131

132

133

134

135

136

137

138

139

140

141

142

143

144

145

146

147

148

149

150

151

152

153

154

155

156

157

158

159

160

161

162

163

164

165

166

167

168

169

170

171

172

173

174

175

176

177

178

179

180

181

182

183

184

185

186

187

188

189

190

191

192

193

194

195

196

197

198

199

200

201

202

203

204

205

206

207

208

209

210

211

212

213

214

215

216

217

218

219

220

221

222

223

224

225

226

227

228

229

230

231

232

233

234

235

236

237

238

239

240

241

242

243

244

245

246

247

248

249

250

251

252

253

254

255

256

257

258

259

260

261

262

263

264

265

266

267

268

269

270

271

272

273

274

275

276

277

278

279

280

281

282

283

284

285

286

287

288

289

290

291

292

293

294

295

296

297

298

299

300

301

302

303

304

305

306

307

308

309

310

311

312

313

314

315

316

317

318

319

320

321

322

323

324

325

326

A

B

C

D

E

1

2

3

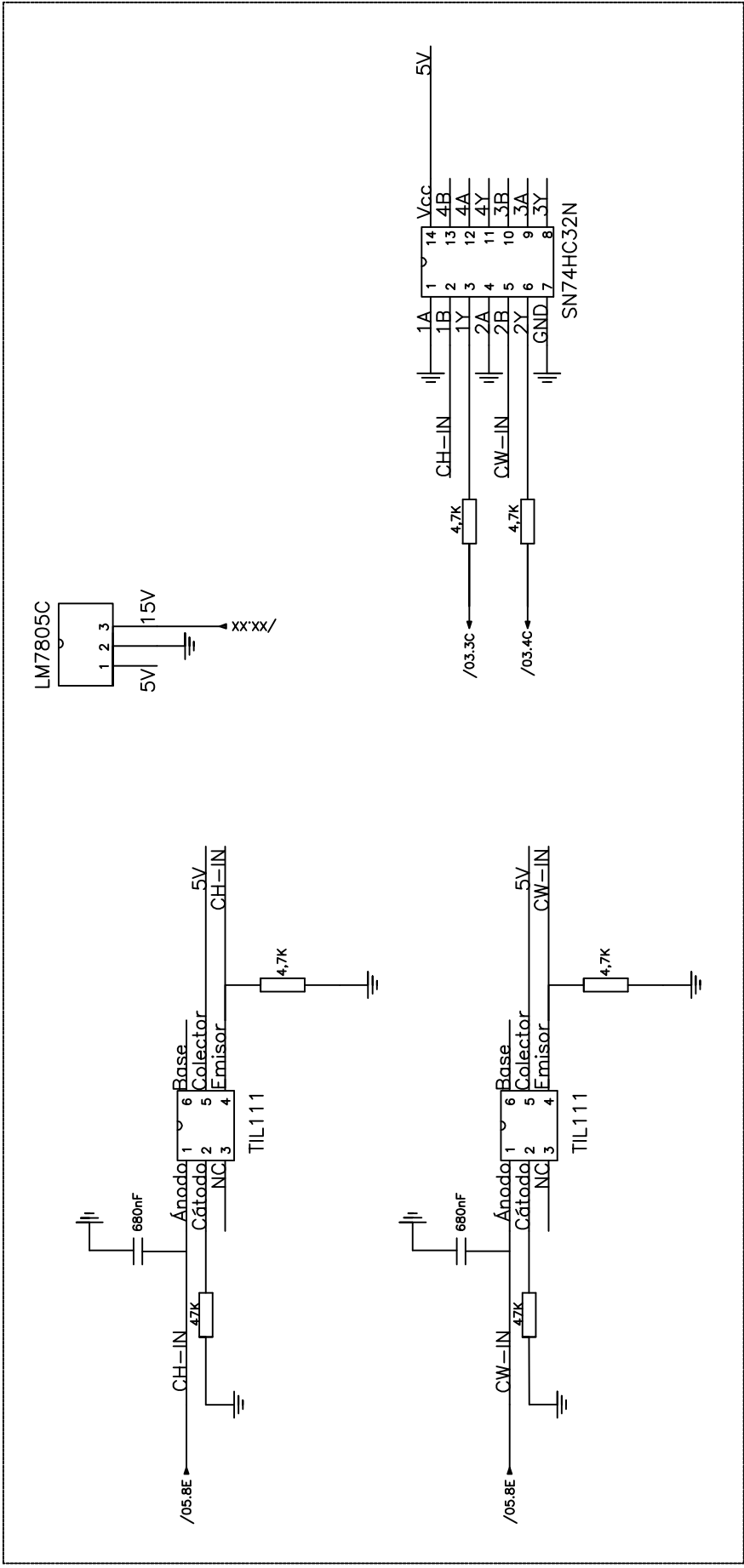
4

5

6

7

8



Universidad Carlos III de Madrid	TÍTULO HOJA: TARJETA DE DISPARO DE MANIOBRA		DENOMINACIÓN: ESQUEMAS ARMARIO		DIBUJADO: B.R.G.		FECHA: 05/2014	
	REVISIÓN: -	CONEXIÓN: 15Vdc			APROBADO: J.E.G.C.	HOJA N°: 13	DE: 13	